Anno II - Febbraio 1958 - Sped. in abbon. postale - Gruppo III

alta fedeltà

NUMERO 2 LIRE 250

MILANO
TES
SRL

Direzione, Redazione,
Amministrazione
VIA SENATO, 28
MILANO
Tel. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

sommario al n. 2 di alta fedeltà

pubblicazione mensile

Direttore tecnico: **dott. ing. Antonio Nicolich**

Impaginatore: **Oreste Pellegri**

Direttore responsabile: **Alfonso Giovene**

Un fascicolo separato costa **L. 250**; abbonamento annuo **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.**
Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.
La riproduzione di articoli e disegni da noi pubblicati è permessa solo citando la fonte.
I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati.
La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione

Autorizz. del Tribunale di Milano N. 4231 Tip. TIPEZ - Viale G. da Cermenate, 56

Alta fedeltà audio e video

Fra le numerosissime stupefacenti applicazioni dell'elettronica due soltanto attualmente polarizzano l'interesse del grosso pubblico: la televisione e l'apparato di alta fedeltà sonora. Il che è perfettamente logico, perchè mentre non è del tutto agevole rincasare con un sommergibile atomico sotto braccio, o installare a domicilio una base per inorbitare asteroidi artificiali, non risulta impossibile procurarsi o addirittura autocostruirsi un ricevitore di TV ovvero un riproduttore acustico di alta qualità.

Ma il fosco oscurantismo, che si noma fattore economico, doveva far sorgere un conflitto fra le due civili figlie dell'elettronica; infatti, salvo rare eccezioni, chi acquista uno di questi apparati deve rinunciare all'altro, con lo scoraggiante risultato di una sensibile contrazione del mercato televisivo, non compensata da un adeguato sviluppo di quello HI-FI tutt'altro che in atto.

All'avvento della TV risuonò sinistro il grido di allame: la televisione ucciderà la cinematografia e la radioaudizione! La prima iniziò a battersi col colore, col 3D, col rilievo; la seconda con l'alta fedeltà.

La TV si prepara al contrattacco con le stesse armi: il colore è alle porte, il rilievo (per quanto problematico) uscirà dalla fase sperimentale, l'alta fedeltà entra nell'esercizio televisivo col duplice aspetto dell'audio e del video.

La modulazione di frequenza del canale audio assicura una trasmissione HI - FI occorre che il suono sia maggiormente valutato nel ricevitore di TV al fine di sfruttare i pregi veramente notevoli di questo sistema; notiamo con compiacimento che tale via viene già percorsa da varie Case costruttrici. E' inoltre evidente che l'estensione alla radiovisione dei concetti di non distorsione di linearità, di fase, di intermodulazione, di uniformità di risposta in requenza opportunamente adattati ed integrati da nuovi requisiti imposti da nuove esigenze, sia naturale e dia luogo all'alta fedeltà video. HI-FI acquista dunque un significato più vasto, più generale, abbraccia un campo più esteso e accomunando i contendenti, dovrebbe sanare il dissidio.

Da un simile stato di cose trae profitto la qualità dei prodotti radiotelevisivi, che dal nobile certame escono progrediti con vicendevole fortuna. Tale progresso trova dunque la sua scaturigine nello sprone della legge della giungla? Rispondiamo: no, perchè ci spiacerebbe troppo rispondere sì, ma non possiamo negare che la sferzata del bisogno acceleri i tempi e porti ad effetti benefici che sarebbero stati senza dubbio parimenti raggiunti, in un intervallo di tempo però assai più lungo.

Dott. Ing. A. NICOLICH

■

Introduzione all'Alta Fedeltà Hi-Fi

La riproduzione mediante rivelatore

Parte quarta

Dott. Ing.
FRANCO SIMONINI

Il rivelatore fonografico

Nelle scorse pagine di « alta fedeltà » abbiamo passato in rassegna i vari sistemi di registrazione e le loro caratteristiche fondamentali. E' ora la volta dei sistemi di rivelazione che limitiamo alla cerchia di quelli previsti per disco a solco meccanico. Nel corso di questo articolo esamineremo una per una le grandezze che influiscono sul comportamento dei rivelatori ed i problemi che si incontrano nella realizzazione dei bracci e dei giradischi.

Le caratteristiche del rivelatore

La complianza o cedevolezza definisce l'attitudine della puntina a flettersi seguendo le ondulazioni del solco. E' l'inverso della rigidezza (stiffness) e viene espressa dal rapporto:

$$\frac{\text{spostamento della puntina}}{\text{forza applicata}} = \text{cm/dina}$$

Esso, è dell'ordine di $1 \div 8 \times 10^{-6}$.

Più alta è la complianza ed ovviamente minore è l'usura del disco. La puntina non deve infatti essere solo relativamente libera di muoversi in senso laterale, ma anche in senso verticale dato che la modulazione del solco comporta per forza di cose un allargarsi e restringersi del solco e quindi anche un certo spostamento in altezza. Se non viene concessa tramite la testina una certa complianza verticale si ha un accentuato logorio del disco. Naturalmente questi spostamenti in senso verticale non dovrebbero dar luogo a segnale di uscita. La massa di oscillazione si riferisce alla puntina ed è quella calcolabile della impedenza meccanica dei movimenti della puntina. Detta massa è dell'ordine da 1 a 5 milligrammi ed ha grande importanza in quanto, date le alte frequenze in giuoco, occorre una minima inerzia da parte dell'equipaggio mobile.

Si pensi che se, con la frequenza di 500 Hz la puntina deve compiere 1000 inversioni di movimento in un secondo, con la frequenza di 10.000 Hz le inversioni divengono 20.000 al secondo.

Ciò significa che la puntina si muove in una direzione laterale, si ferma del tutto, ritorna indietro di nuovo, si ferma e di nuovo inverte il suo moto, così per 10.000 volte al secondo. D'altra parte maggiore è la complianza e minore la massa in giuoco da parte della puntina, e tanto più alto sarà il punto di risonanza del sistema che si cerca sempre di spostare nel campo delle frequenze più alte della banda acustica. Nel caso che ca dano nel campo delle frequenze acustiche le risonanze danno luogo a gravi inconvenienti in quanto:

— alterano la curva di risposta.

— introducono un certo ammontare di fruscio in quanto la risposta su alcune porzioni della banda acustica viene naturalmente esaltata. In altre parole la deenfasi viene eliminata per parte dello spettro acustico.

— Aumentano sensibilmente l'usura della puntina e del disco.

Se si ascolta attentamente con il volume dell'amplificatore ruotato al minimo il rumore proveniente dalla cartuccia montata sul braccio di un rivelatore si ha subito un'idea abbastanza precisa della complianza del sistema e delle eventuali risonanze in quanto se la cartuccia « stride » ciò è segno che si ha una certa rigidità da parte della puntina, che segue con difficoltà la modulazione del solco e che per conseguenza riesce a trasmettere parte delle vibrazioni al braccio ed alle altre parti meccaniche che compongono il rivelatore. Sugli acuti lo stridìo si può accentuare in modo notevole denunciando le evidenti risonanze del complesso. La presenza di risonanze può anche venire dedotta dal sensibile aumento che si può verificare nel fruscio. Il rumore provocato da un complesso a bassa complianza è naturalmente più forte in livello in corrispondenza dei « crescendo » del pezzo musicale e qualche volta può disturbare seriamente la ricezione. Se si è in presenza di risonanze ed in ogni caso se la complianza è bassa, la puntina rimane con fatica nell'ambito del solco esercitando una forte pressione sulle pareti del medesimo di modo che il minimo urto o la più piccola vibrazione, provocata ad esempio da una persona che cammini nelle vicinanze del complesso, fa sì che la puntina salti con facilità da un solco all'altro. Un buon rivelatore è invece quasi completamente silenzioso.

Il peso del rivelatore varia naturalmente da caso a caso e non ha in pratica grande importanza perchè può venir bilanciato con facilità. Se esso è notevole richiede comunque una certa complianza verticale senza la quale si ha sicuramente usura del solco. L'inerzia del complesso può infatti seriamente limitare i movimenti in senso verticale.

La forza con cui la puntina poggia sul solco ha essa pure, per ovvi motivi, notevole importanza nell'usura del disco. Questa forza (che viene spesso erroneamente confusa col peso del rivelatore o con la pressione con cui la puntina poggia nel solco) dipende ovviamente dalla testina e dal grado di bilanciamento delle forze in gioco, e può venir misurata con l'impiego di una bilancia. In pratica essa è dell'ordine di grandezza dei $6 \div 15$ grammi, ma nei rivelatori di classe non supera gli 8 grammi.

Per maggiore chiarezza del testo diremo subito che:

— la pressione è determinata dall'entità della forza che preme sul piatto divisa per la superficie di appoggio (si misura infatti in gr/cm²);

— il peso del rivelatore è quello relativo alla testina.

E' la molla antagonista o il gioco di contrappesi (preferibile) del braccio che regolano fino all'ammontare di qualche grammo:

— la forza (dovuta al peso residuo non bilanciato dal braccio) con cui il rivelatore preme con la puntina sui solchi del disco.

Detta forza può venir controllata con un oscilloscopio cui sia collegata l'uscita del rivelatore applicato su un disco di frequenza.

Si regola il bilanciamento fino a che, riducendosi la forza con cui poggia la puntina, la forma d'onda appare distorta. A questo punto si effettua un ritocco nella regolazione aumentando leggermente la pressione. Occorre però che il disco dia luogo al minimo ad una velocità della puntina di almeno 15 cm/sec.

L'impedenza di uscita della testina del rivelatore è estremamente variabile a seconda del tipo di testina. Da 1 ohm per rivelatori a nastro essa può arrivare fino ai 5-10 kΩ per le testine a riluttanza variabile per raggiungere oltre 1 M ohm con i rivelatori a cristallo. Nel caso della testina a cristallo l'impedenza è praticamente capacitiva e viene riferita ai 1000 Hz. Il circuito equivalente viene assimilato a quello di un generatore di resistenza zero con in serie da 500 a 2000 pF.

La resistenza di chiusura del rivelatore e la curva di risposta hanno grande importanza. Il costruttore di solito ne dichiara il valore optimum » per ogni singolo tipo. Se l'impedenza della testina rivelatrice è prevalentemente resistiva il valore dell'impedenza di carico non ha grande importanza pratica. Se invece l'induttanza è notevole (come nel caso delle testine a riluttanza variabile che raggiungono i 20 mH) la resistenza di carico ha compito fondamentale di smorzare le risonanze del complesso provocata dall'induttanza e dal complesso di capacità costituito dalla capacità di entrata dell'amplificatore sommata a quella dei cavi di collegamento relativi.

In alcuni casi il gioco delle risonanze e dei livelli di risposta del rivelatore viene utilizzato per provocare in pratica una curva di equalizzazione. Allo scopo ad esempio si utilizza per le testine a cristallo la naturale tendenza di questi rivelatori a tagliare gli acuti per ottenere la deenfasi dello spettro di frequenze riprodotte. Ma simili artifici non sono da prendere in considerazione per i complessi di alta fedeltà per i quali al massimo può venir accettato il circuito di solito molto semplice consigliato dalla casa costruttrice per equalizzare la curva di risposta in modo da renderla lineare. Generalmente per tali equalizzazioni vengono introdotti dei semplici circuiti a base di resistenze e capacità, ma sono da preferire senz'altro le disposizioni che introducono le correzioni di risposta tramite giochi di controreazione selettiva.

In questo modo è infatti molto più facile conservare per quanto possibile i rapporti di fase tra il segnale in entrata e quello in uscita. La curva di risposta di un buon rivelatore per alta fedeltà dovrebbe estendersi dai 20 ai 20.000 Hz con una linearità che ammetta solo scarti del ± 2%. Tale curva di risposta è da intendersi per una testina montata sul braccio che il costruttore generalmente mette a disposizione con la testina stessa o comunque su di un braccio di elevate caratteristiche. Tale cioè, come vedremo più avanti, da non introdurre delle risonanze spurie che possano alterare la risposta del rivelatore.

— Segnale di uscita. La resa di un rivelatore di alta

Fig. 1

Giradischi di tipo professionale della Garrard.
I tratti bianchi riportati sul bobrdo del piatto vengono utilizzati per il controllo stroboscopio della velocità. Si noti la notevole massa del piatto che garantisce la stabilità della rotazione anche quando la puntina esercita il massimo attrito nei picchi di modulazione. La notevole massa ferrosa del piatto costituisce inoltre un buono schermo al flusso alternato proveniente dagli avvolgimenti del motore; flusso che può venire captato dalla testina a riluttanza variabile ed introdotta nel circuito. Spesso allo scopo di evitare questo fenomeno la testina viene ulteriormente schermata con fogli di « mumetal ».

Fig. 2

Ecco il braccio tipo professionale della Goldring. La rigidezza meccanica dei materiali di cui è costituito porta ogni risonanza sotto ai 9 Hz.
Il peso con cui la puntina grava sul disco può venire regolato a volontà e contenuto nel valore di pochi grammi.

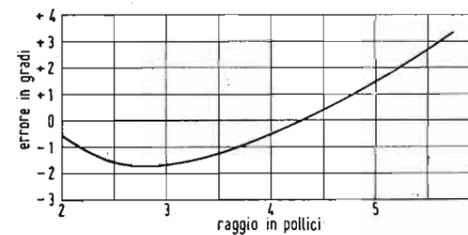
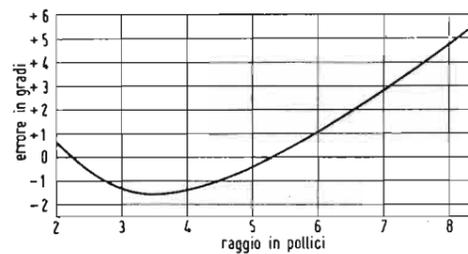
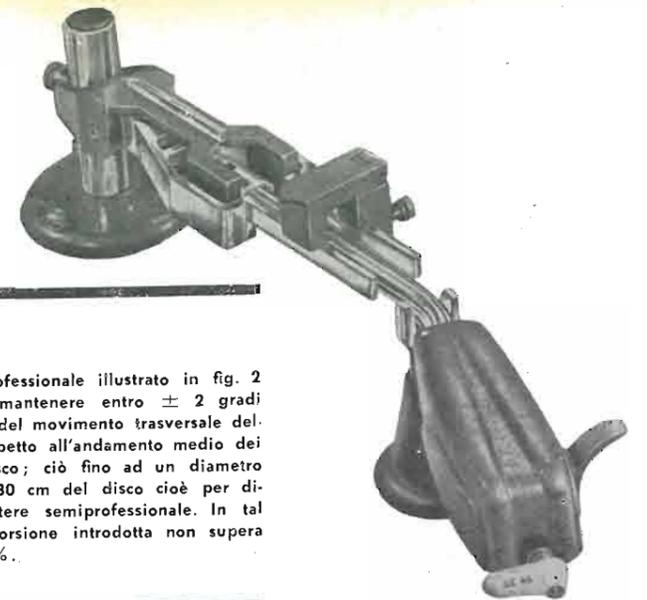



Fig. 3

Il braccio professionale illustrato in fig. 2 permette di mantenere entro ± 2 gradi l'ortogonalità del movimento trasversale della puntina rispetto all'andamento medio dei solchi del disco; ciò fino ad un diametro massimo di 30 cm del disco cioè per dischi di carattere semiprofessionale. In tal modo la distorsione introdotta non supera di solito l'1%.

Fig. 4

Questa è la curva del braccio professionale della Goldring impiegato per dischi fino a 40 cm di diametro (8 pollici) con una deviazione di ortogonalità contenuta entro l'intervallo dai — 2 ai + 4 gradi. Esso è naturalmente sensibilmente più lungo del braccio di fig. 2.

fedeltà è di solito abbastanza bassa e ciò comporta dei notevoli problemi di preamplificazione che esamineremo nel prossimo capitolo.

I rivelatori a riluttanza variabile forniscono dai 10 ai 70 mV di uscita, quelli a nastro dai 2 ai 10 mV con lo aiuto però di un trasformatore in salita, mentre le testine ceramiche e a cristallo forniscono fino a 1 V su impedenza di circa 1 MΩ.

Le testine a riluttanza variabile se collegate ad un trasformatore in salita possono fornire fino a 0,1 - 0,3 V di uscita. Ma generalmente si preferisce evitare l'impiego del trasformatore perchè con estrema facilità esso può raccogliere campi spuri ed introdurre ronzio di corrente alternata particolarmente pericoloso perchè perfettamente riprodotto dai complessi acustici di alta fedeltà, per i quali la curva di risposta può scendere fino ai 40 ed anche 30 Hz.

Le caratteristiche del braccio di supporto del rivelatore

Per il carattere divulgativo degli articoli che qui presentiamo è inevitabile che qualche concetto accennato in un punto debba venir poi rivisto e se il caso ampliato in un altro passo.

Così è per i dati che riguardano il braccio di supporto della testina rivelatrice che qui completiamo.

Questo braccio ha il compito di mantenere la puntina di pietra dura nella giusta posizione durante l'esecuzione del pezzo lungo tutta la superficie del disco. L'asse della testina quindi, per una fedele riproduzione dovrebbe sempre rimanere ortogonale alla tangente al solco nel punto di lavoro.

Si tratta di una condizione della massima importanza se si pensa che ± 3 o 4 gradi solamente di errore angolare, vale a dire una escursione da 86 a 94 gradi nell'angolo tra l'asse della testina e la normale condotta alla tangente ai solchi, al limite l'esterno e l'interno, comporta una percentuale totale di distorsione fino al ± 2% circa nelle frequenze riprodotte.

I limiti che si possono accettare per i complessi di alta fedeltà sono di 2,8 gradi per una frequenza di incrocio (crossover) di 250 Hz e di 1,4 gradi invece per una frequenza di incrocio di 500 Hz. Tra l'altro se la puntina è anche di poco consumata l'errore di ortogonalità comporta subito una notevole e rapida usura dei solchi.

Dato che la puntina percorre una spirale di diametro continuamente decrescente detta ortogonalità è realizzabile solo con una certa approssimazione a meno che non si ricorra a bracci speciali.

Il secondo compito del braccio consiste, nel graduare il peso con il quale la puntina deve in pratica gravare sul solco.

Il fatto che il braccio come ogni struttura meccanica presenti dei punti di risonanza comporta dei seri rischi che fanno sì che, allo scopo di evitare notevoli azioni di usura del disco e della puntina, i costruttori si affannino con ogni mezzo di abbassare tale risonanza sotto i 20 Hz.

I bracci di normale e corrente costruzione del commercio presentano due punti di risonanza per sollecitazione a flessione e torsione le cui frequenze oscillano dagli 80 ai 150 Hz.

Osserviamo al riguardo l'illustrazione di fig. 2 relativa al braccio della Goldring.

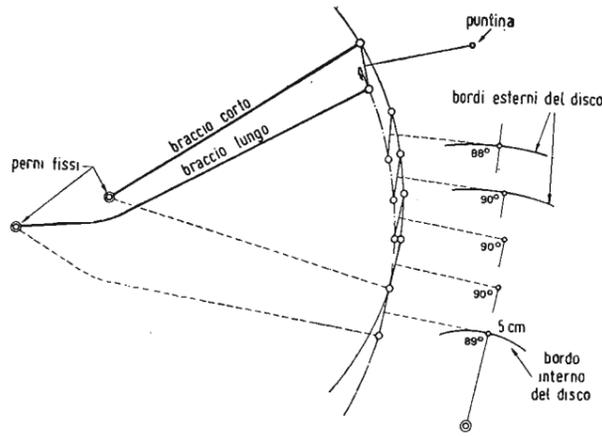
Come si vede si tratta di una struttura massiccia e senza dubbio pesante oltre il consueto. Il peso ha grande importanza in questi elementi meccanici in quanto abbassa decisamente le frequenze di risonanza, ma presenta dei pericoli, come già abbiamo accennato, perchè l'inerzia ai movimenti verticali può ridurre la compliianza verticale.

Il braccio è comunque ben bilanciato come peso (tramite il contrappeso spostabile e fissato con morsetto) e la testina costruita in modo da garantire un minimo di usura nel disco da parte degli inevitabili lievi spostamenti della puntina in senso verticale. La forza con cui poggia la puntina in questo braccio può venir direttamente prefissata regolando il contrappeso che viene spostato lungo una scala tarata da 2 a 12 grammi. A seconda dell'altezza del bordo del disco l'altezza di lavoro del braccio può venir regolata da 2 a 5 cm. Il meccanismo di rotazione è regolato in modo che nonostante il forte peso si abbia un minimo di attrito durante lo spostamento radiale del braccio.

Fig. 5

Ecco qui riprodotto il famoso braccio a pantografo BJ. Come si vede esso è composto di due aste incernierate convenientemente in modo da consentire una rotazione dolce e senza attriti grazie alla costruzione particolarmente curata dei perni. In tal modo l'errore di ortogonalità resta praticamente eliminato con un braccio di ridotte dimensioni e l'intermodulazione relativa viene con ciò sensibilmente ridotta.

Fig. 6

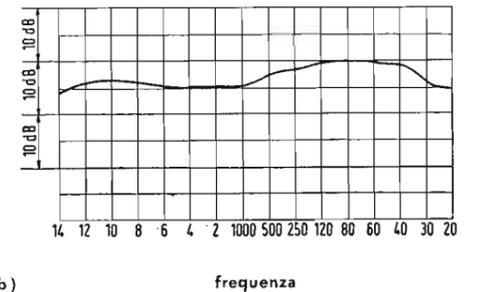
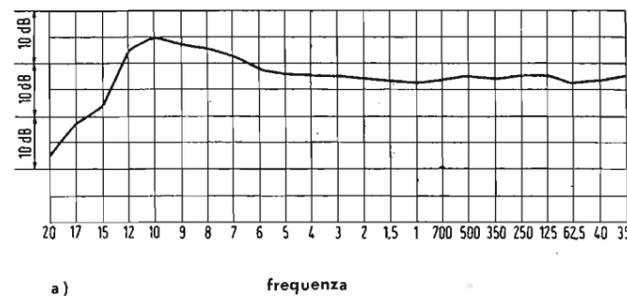
Questa figura mostra chiaramente l'azione delle due aste a pantografo del braccio, BJ. Come si può notare, la massima deviazione, dalla perfetta ortogonalità non supera 1 grado in tutto il percorso della puntina lungo il disco.

La casa costruttrice inoltre assicura che la prima frequenza di risonanza del braccio cade attorno ai 9 Hz. L'ingombro totale del braccio è di 28 cm circa, esso deve venir fissato a circa 22 cm. dal centro del piatto ed in queste condizioni esso dà luogo ad un errore di ortogonalità (traking error) di andamento paragonabile a quello indicato in fig. 3. Come si vede un disco da 25 cm di diametro dà luogo ad uno scarto massimo di 1 grado e 45 secondi mentre si sale fino ai 3 gradi con i dischi da 30 cm. di diametro.
Si tratta d'altra parte di un braccio per amatore di Hi-Fi di dimensioni modeste. E' evidente che con l'aumento dell'intervallo tra il perno del braccio ed il centro del disco l'errore angolare di ortogonalità si riduce sensibilmente.
La Goldring produce infatti anche un altro braccio per lavoro professionale atto alla riproduzione con dischi fino a 20 pollici di diametro (circa 50 cm) della lunghezza complessiva di 75 cm di lunghezza del quale riportiamo in fig. 4 la curva di errore di ortogonalità di andamento sensibilmente migliore di quello di fig. 3.
Sul mercato inglese è stato messo da tempo in vendita un braccio a pantografo denominato BJ (vedi fig. 5) che, con una modesta lunghezza complessiva, dà luogo ad uno scostamento angolare di solo qualche frazione di grado per i dischi di 25 cm e di 2 gradi al massimo per i dischi da 30 cm. In fig. 6 è riportato l'andamento della tangenza della testina nelle varie posizioni che può assumere il braccio nel corso dell'esecuzione del pezzo musicale su disco.
Un simile braccio offre, specie per il ridotto ingombro oltre che per il notevole grado di tangenza che così si ottiene, dei notevoli vantaggi tanto che spesso viene impiegato anche nel campo professionale.
Il punto critico del braccio BJ sta ovviamente nei quattro cuscinetti di rotazione che debbono offrire il minimo attrito al movimento della testina e non debbono presentare alcun gioco.

Le testine rivelatrici di tipo « a velocità ».

Una delle caratteristiche più pregiate di un buon braccio per alta fedeltà è dato dal fatto che essi generalmente sono predisposti in modo da poter accogliere indifferentemente nella sede prevista all'estremità ruotante, una a piacere tra le svariate ed ormai famose testine rivelatrici.
Ne abbiamo già descritto le caratteristiche più salienti nelle scorse pagine. Vediamo ora il principio di funzionamento.
Le testine rivelatrici possono venir classificate grosso modo in due classi ben distinte di funzionamento:
— testina a velocità; tale cioè da produrre una tensione di uscita variabile in ampiezza proporzionalmente alle variazioni di velocità della puntina nel solco. A questo tipo appartengono le testine a nastro, a bobina mobile, ed a riluttanza variabile.
— testine ad ampiezza di spostamento per le quali la tensione di uscita è proporzionale alla deviazione laterale della puntina provocata dalla modulazione del disco. A tale categoria appartengono le testine piezoelettriche, le ceramiche, quelle a capacità, a magnetostrizione ed a stiramento.
Passiamole ora rapidamente in rassegna tipo per tipo:
— testina a nastro. E' costituita da una sottile banda metallica (nastro) disposta nelle espansioni polari di una elettrocalamita. Si ha il taglio delle linee di forza a seguito del movimento della puntina che provoca degli spostamenti nel nastro ed induce in quest'ultimo una debole tensione che viene poi elevata successivamente tramite un trasformatore in salita.
Il fatto che sia una piccolissima banda metallica a venir posta in movimento comporta due vantaggi fondamentali: una massa ridottissima in movimento e per conseguenza una risonanza che è disposta molto al di fuori della banda acustica (di solito oltre i 20.000 Hz) ed una notevole complianza dovuta alla sottigliezza e semplicità del sistema in movimento. La tensione ai capi del trasformatore può arrivare ai 5-6 mV. Per le piccole dimensioni che può assumere, questa testina pesa pochi grammi. Naturalmente l'impedenza di uscita è molto bassa (circa 1 ohm) e praticamente resistiva. La curva di risposta è quasi perfettamente lineare dai 20 Hz ai 20.000.
Molto della bontà della resa dipende dal trasformatore

che viene accoppiato in salita e che deve venir molto bene schermato con materiale ad alta permeabilità e disposto lontano da campi magnetici spuri. Le risonanze cadono di solito con questa testina sui 30.000 Hz circa. Questo rivelatore (famoso quello progettato per la Ferranti dal Williamson) viene di solito impiegata per impianti professionali per l'esercizio delle grandi reti di radio diffusione.
— testina a bobina mobile. Un piccolo avvolgimento messo in movimento dalla puntina viene a tagliare delle linee di forza. Questo rivelatore simile come principio a quello a nastro fornisce una tensione di uscita un poco più forte (circa 10 mV) su di uno spettro di frequenza che può andare dai 50 ai 12-15.000 Hz. Famosi di tipi Siemens e Fairchild.
Questa testina presenta il vantaggio di fornire un'impedenza di uscita prevalentemente resistiva di basso valore (qualche centinaio di ohm).
— testina a riluttanza variabile. L'equipaggio mobile varia la riluttanza di un circuito magnetico cui sono accopiate le numerose spire di un avvolgimento che può arrivare fino ad 1 Henry. In tal modo la massa dell'equipaggio mobile può venir ridotta al minimo (qualche milligrammo) senza che, come nel caso della testina a bobina mobile o a nastro, venga ridotta anche la tensione di uscita. L'avvolgimento che nella testina a riluttanza capta energia delle linee di forza non è infatti come nel caso della testina a nastro ed a bobina mobile limitato dalla necessità di ridurre al minimo le dimensioni e con esse la massa dell'equipaggio mobile, ma viene con tutta comodità sistemata sulle espansioni polari del magnete permanente che produce il flusso base per il circuito magnetico.
Questa testina per la notevole induttanza di avvolgimento che comporta presenta alcuni svantaggi.
L'induttanza combinata con le capacità del circuito di ingresso del preamplificatore e quello dei collegamenti comporta infatti una risonanza verso la parte superiore dello spettro acustico dai 10 ai 15.000 Hz (vedi fig. 7). Se comunque si chiude il circuito della testina sulla resistenza consigliata dalla casa (variabile dai 5 ai 50 kΩ) tali risonanze vengono notevolmente smorzate e non alterano di solito la linearità di risposta di oltre 4-5 dB al massimo.
Data la migliore distribuzione e consistenza dell'avvolgimento è possibile con la testina a riluttanza ricavare fino a 30-70 mV di tensione di uscita che permettono di evitare il trasformatore in salita e di arrivare al preamplificatore con la bassa impedenza determinata dalle poche migliaia di ohm della resistenza di chiusura.
Questa bassa impedenza riduce le possibilità che il preamplificatore capti dei disturbi ed è una condizione tanto più importante questa se si pensa che dato il quarto di Henry abbondante di induttanza che comportano gli avvolgimenti, la testina a riluttanza tende ad accoppiarsi con i campi spuri circostanti in genere generati dall'avvolgimento del giradischi.
Assieme alla risonanza di circuito questo è il secondo grande inconveniente di questa testina. Vero è che tutti i rivelatori a velocità presentano questo serio difetto.
Ciononostante i rivelatori a riluttanza anche per la relativa semplicità e robustezza di costruzione che influiscono anche sul prezzo sono oggi i più impiegati dagli amatori di alta fedeltà. Lo prova il fatto che, proprio per il notevole mercato che ad essi si apre, numerose sono le grandi case americane ed inglesi che hanno presentato la loro testina a riluttanza variabile. Ricordiamo la General Radio, la RCA, la Goldring, la Pikering, la Fairchild e la Decca. *(continua)*

Fig. 7

a) - Ecco la curva di risposta della testina GE RPX - 050A a riluttanza variabile. Si ha una netta risonanza verso i 10÷12 kHz.
b) - Questa è la curva di risposta della testina a riluttanza variabile PPX-052-A della GE con puntina di diamante. La linearità di risposta a differenza del tipo di fig. 7/a è contenuta come si vede entro i 5 dB.

Risposta ad un lettore, valida in generale

Un lettore, che non ci fornisce il suo indirizzo, ci scrive chiedendo dati costruttivi e chiarimenti circa l'amplificatore Grommes 61TGK da noi descritto nel N. 7 - 1957 di A.F.

Per quanto riguarda i dati costruttivi ripetiamo un concetto già da noi espresso: quando pubblichiamo articoli ricavati da riviste straniere non possiamo dare di più di quanto contenuto negli articoli originali, che naturalmente taccciono vari particolari. Le lamentele dei nostri lettori per le conseguenti manchevolezze, dovrebbero quindi essere girate tali e quali alle suddette riviste; e se ad esse sono lecite deludenti lacune, deduciamo, secondo Descartes, che a maggior ragione devono essere perdonate a noi, considerando anche le nostre dimensioni rispetto ai colossi della letteratura tecnica mondiale.

Tuttavia rispondiamo al questionario del nostro sullodato lettore:

1.) I valori riportati nello schema di pag. 26 del N. 7 - 1957 sono la copia esatta di quelli dello schema originale americano. Osserviamo però: a) Si deve eliminare il collegamento (pure riportato nell'originale) fra le griglie schermo delle 6L6G e la sezione inferiore del primario del trasformatore di uscita. b) La prima resistenza di filtro è 5.600 Ω — 5W come indicato nello schema, e non 58.000 Ω come detto nel testo (ultima riga della 1ª colonna di pag. 26). c) Il terminale di uscita iniziale del secondario di T.U. deve essere segnato 0 (zero) e non c; d) Le 4 boccole disposte ai capi della rete c.a. di alimentazione rappresentano 2 prese per il collegamento dei motorini del rigadischi e del magnetofono.

2.) Le resistenze normalmente usate sono del tipo a impasto con tolleranza ± 10%, salvo quelle relative al bilanciamento dell'invertitore di fase, che devono essere almeno al 5%, meglio se al 2%.

Tutti i resistori sono da ½ W, salvo specificazione diversa espressa sullo schema. I condensatori fino a 500 pF è bene siano a mica, oltre questo valore si deve ricorrere a condensatori a corta antinduttivi. Per gli elettrolitici lo schema riporta sufficienti specificazioni.

3.) L'uso di due raddrizzatrici 5Y3 in parallelo consente di abbassare la resistenza interna dell'alimentatore a tutto vantaggio della stabilizzazione della tensione continua fornita dall'alimentatore stesso. L'impiego di una 5U4 non è tuttavia da escludere.

4) Il potenziometro di volume per la regolazione fisiologica dell'intensità è di 0,5 MΩ a variazione logaritmica con prese a 0,1 MΩ e a 0,2 MΩ.

5.) Non riteniamo opportuno disegnare il telaio con la disposizione dei vari componenti, perchè non disponendo del disegno originale, forniremmo indicazioni non esattamente coincidenti col medesimo. Osserviamo che per la realizzazione di un amplificatore di B.F. non occorrono precauzioni e specialissime, ma basta ricorrere agli accorgimenti ben noti ai non principianti, come si qualifica il nostro amico al quale dovevano le risposte sopra riportate.

UN AMPLIFICATORE DI TENSIONE PER PUSH-PULL CON CARICO CATODICO

a cura di R. BIANCHERI

da "Toute la Radio" - Luglio-Agosto 1957

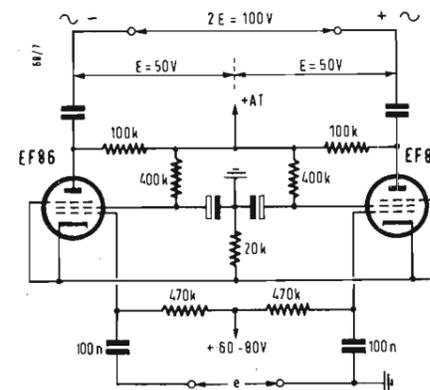



Fig. 1

Stadio di controfase per l'eccitazione dello stadio di potenza: pentodi di tipo 6AU6 e triodi 6C5 permettono di ottenere una tensione di uscita elevata, ma necessitano di uno sfasatore aggiuntivo. Un controfase-sfasatore fa risparmiare uno stadio, ma la tensione d'uscita è più debole che nei due casi precedenti.

Non è comune richiedere ad un amplificatore di fornire una tensione alternata di 200 V per l'eccitazione di un push-pull. Ciononostante questa tensione è quella necessaria per un push-pull con carico catodico, perchè questo eroghi una potenza in uscita di 8 W. Dato che in questa realizzazione non si vuole usare nessun trasformatore intervalvolare non è possibile porre una semplice valvola sfasatrice con carico catodico all'ingresso dello stadio di potenza. La struttura dell'amplificatore è dunque facile ad essere tracciata; risalendo dall'uscita all'ingresso, si avranno prima dei due tubi KT66 dello stadio di potenza con uscita di catodo, uno stadio eccitatore a due tubi, uno stadio sfasatore (con uscita catodica o con accoppiamento catodico), ed uno stadio d'ingresso. Una amplificazione totale di 200 circa permetterà di ottenere i 200 V di uscita per 1 V d'ingresso; sensibilità più che sufficiente.

Ciononostante, se si vuole applicare una controreazione globale dalla uscita all'entrata, bisogna prevedere un'amplificazione ancor più alta. In virtù della controreazione totale prodotta dallo stadio di potenza con carico catodico, sarà sufficiente una bassa percentuale di controreazione generale.

Stadio eccitatore push-pull

In realtà non si tratta di un semplice stadio di accoppiamento, poichè bisogna ottenere una amplificazione assai elevata. Bisogna anzitutto fissare l'attenzione sulla scelta dei tubi adatti ad assolvere le funzioni richieste. Si veda quindi ciò che fornirebbero dei pentodi a guadagno elevato. Un tubo di tipo 6AU6 per esempio, con una tensione anodica di 300 V ed un carico di 0,1 MΩ, una resistenza di schermo di 0,47 MΩ ed una resistenza di catodo di 700 Ω può erogare una tensione di uscita massima di 120 V, corrispondente ad un guadagno in tensione di 170 (fig. 1 A), ma la tensione d'ingresso non deve sorpassare 0,7 V. Due tubi in push-pull fornirebbero dunque 240 V, ma richiedere una tale amplificazione ad un solo stadio sarebbe molto rischioso sia per il tasso di distorsione, sia per la instabilità di funzionamento, perchè si deve ancora porre uno stadio sfasatore ed uno stadio d'ingresso che permettano l'applicazione della controreazione globale.

Collegando due tubi in push-pull autosfasatori (fig. 1) con accoppiamento catodico, si sopprime lo stadio sfasatore precedente e si può fare a meno dello stadio d'ingresso applicando la controreazione sulla griglia del tubo attivo, ma il guadagno è allora diviso in metà. Con dei triodi, la situazione non è più favorevole. Due tubi di tipo 12AU7 oppure di tipo 6C5 potrebbero fornire una tensione pari a due volte 90 V, ma al prezzo degli stessi inconvenienti visti nei pentodi. Inoltre, questi tubi classici non possono fornire delle tensioni elevate che con dei carichi notevoli: almeno 0,15 MΩ. Lo stadio di potenza che segue esige una debole resistenza nel circuito di griglia: 100 - 200 kΩ. Dato che questa resistenza viene a trovarsi in parallelo con il carico, il gua-

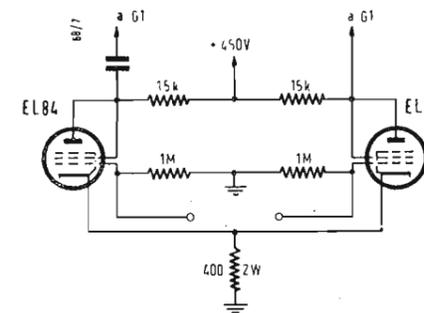



Fig. 2

Stadio push-pull di tubi EL84 che permettono di ottenere una tensione di uscita elevata con un debole carico anodico.

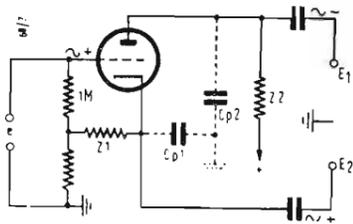



Fig. 3 Sfasatore catodico classico: le capacità parassite griglia-anodo e griglia-catodo non sono identiche e la loro influenza, trascurabile alle frequenze basse, può introdurre uno squilibrio di impedenza di uscita alle frequenze alte, soprattutto se le resistenze di carico sono di valore alto.

dagno effettivo diviene molto inferiore a quello previsto. L'ideale sta dunque nel trovare un tubo che fornisca una forte tensione di uscita con un piccolo carico, e questo porta a considerare la convenienza di un tubo di potenza per bassa frequenza o per televisione. E' già stata vista la convenienza d'impiego dei tubi di tipi 6F6, e EL42 e EL41, in montaggi analoghi, collegando questi tubi a triodo. In questa classe di tubi sono forse da preferirsi quelli di tipo EL83 ed EL84 se si tien conto della loro zoccolatura normalizzata (noval). Il collegamento a triodo di questi pentodi di potenza ha permesso il rilievo delle caratteristiche qui riportate: EL84 (triodo) resistenza interna 2500 ohm; pendenza 6,5 mA/V; coefficiente di amplificazione 16.

EL83 (triodo) resistenza interna 3300 Ω; pendenza 7 mA/V; coefficiente di amplificazione 23.

A prima vista sembra che il tubo EL83 sia particolarmente interessante, ma praticamente i risultati saranno sensibilmente uguali per i due tubi, perchè quello che importa, non è il guadagno realizzabile, ma la tensione di uscita, gli stadi che precedono possono fornire, in tutti i casi una eccitazione largamente sufficiente. E' quindi con due tubi EL84 che è stato realizzato questo stadio eccitatore in push-pull.

Con una forte tensione anodica si è potuto ottenere una tensione di uscita assai alta. Si era dapprima temuto per una sensibile riduzione della durata del tubo, ma si è potuto constatare nel tempo che da questo lato si è avuta nessuna noia.

Bisogna riconoscere che se è vero che la tensione anodica è alta la potenza erogata è molto minore dei limiti ammessi dal tubo impiegato. Lo schema della fig. 2 dà i valori della resistenza di carico e delle resistenze di catodo per le quali si deve prevedere una larga potenza nominale per ciò che concerne la dissipazione.

Sfasatore

In tutti i montaggi che sono stati precedentemente descritti in varie riviste si è sempre notato che lo stadio sfasatore con uscita catodica presentava requisiti eccellenti. Ciononostante alle frequenze alte si può notare una certa dissimmetria, dovuta alla diversità di capacità di griglia-anodo e della capacità griglia-catodo (fig. 3). Scegliendo quali resistenze di carico, un valore più basso compatibile con le resistenze interne si può minimizzare questo squilibrio e si può considerare che queste impedenze di uscita siano uguali per tutte le frequenze del registro musicale. I montaggi di tipo Williamson, la cui reputazone è oggidì universale, adottano questo sfasatore con delle resistenze di carico dell'ordine di 20 kΩ, ciononostante, passando in rassegna i circuiti sfasatori di più largo impiego o i più moderni, ci si è soffermati a due fra questi che sono stati sperimentati; lo sfasatore Marshall e lo sfasatore ad accoppiamento catodico.

Lo sfasatore Marshall

Nella fig. 4 A viene riprodotta la parte di questo circuito che comprende lo stadio d'ingresso e lo stadio sfasatore, perchè non è possibile dissociare questi due circuiti. Si vede che il primo triodo L_1 (1/2 12AU7) costituisce l'entrata propriamente detta, tre altri triodi partecipano allo sfasamento. L'accoppiamento incrociato dei tubi con ingresso griglia-catodo rende il funzionamento assai complesso e ci si limiterà a fare un'analisi succinta riportandosi allo schema semplificato riprodotto in fig. 4 B.

Un'alternanza positiva, applicata sulla griglia di L_1 provoca un aumento del flusso elettronico di questo tubo, in conseguenza di ciò, la tensione aumenta sul

Fig. 4

Stadio di ingresso sfasatore Marshall.

In a): schema dello stadio con due doppi triodi ad accoppiamento incrociato catodo-griglia.

In b): come si effettua lo sfasamento.

In c): deformazione osservata sull'amplificatore Marshall allorchè una controreazione è applicata al catodo del tubo di ingresso L_1.

catodo K_1 dove si stabilisce una alternanza avente la stessa fase. Questa alternanza positiva è applicata alla griglia di L_3 e, anche qui, per le stesse ragioni viste in precedenza, l'intensità aumenta; si ottiene dunque una diminuzione di tensione sull'anodo A_3 dove si ha un'alternanza di fase opposta e un aumento di tensione sul catodo K_4 dove si stabilisce un'alternanza avente lo stesso senso dell'entrata. D'altro canto, il catodo K_1, sul quale si è ottenuto un'alternanza positiva, è collegato al catodo di L_2 che, esso pure, si trova portato ad una tensione positiva: il flusso elettronico diminuisce nel tubo L_2 e la tensione aumenta all'anodo A_2 dove si stabilisce un'alternanza positiva. Le due tensioni di uscita E_1 e E_2 sono quindi in opposizione di fase.

Ma tutto questo non è così semplice. In effetti, la griglia G_3 del tubo L_3, collegata al catodo di L_2 e L_4 si trova portata ad una tensione più positiva che all'inizio, che si oppone al risultato precedente e farebbe apparire un'alternanza negativa sull'anodo A_3 se il catodo K_3 fosse collegato a massa. Lo stesso per il tubo L_4, la cui griglia è collegata al catodo L_3 e il cui catodo è collegato al catodo di L_2.

In definitiva, sono dunque le differenze fra tutte queste opposizioni che concorrono al risultato, e praticamente si ottiene uno sfasamento perfettamente equilibrato come lo hanno dimostrato le misure che sono state effettuate su questo circuito. Le noie hanno avuto inizio allorchè si è voluto applicare una controreazione globale. Già ad orecchio si poteva percepire che qualche cosa non funzionava a dovere, e l'esame oscillografico, con segnali quadri, ha confermato questa prima impressione, (fig. 4C) dopo questa prima prova, avendo sul pannello impiegato, già montati i tubi 12AX7 e 12AU7 è stato facile sperimentare uno sfasatore con accoppiamento catodico per il quale si è impiegato un tubo 12AX7.

Sfasatore con accoppiamento catodico

Questo sfasatore è attualmente assai impiegato sebbene esso non sia un circuito nuovo. Esso è raccomandato in tutti i manuali riguardanti il problema dell'inversione elettronica di fase. Si riporta qui lo schema in fig. 5A ed uno schema di montaggio nella fig. 5B; i due catodi sono accoppiati e la resistenza comune è di un valore alto, di solito 68 kΩ, la griglia del triodo L_2 è collegata a massa per le tensioni alternate tramite un condensatore C di valore alto. I catodi sono portati ad una tensione elevata; le resistenze di fuga delle griglie sono collegate ad un punto positivo che assicura una polarizzazione conveniente. Questo risultato è sovente ottenuto tramite il collegamento diretto con uno stadio precedente, come lo indica la fig. 5 C: in questo caso si fa sì che la tensione effettiva dell'anodo di eccitazione sia inferiore ad 1 volt circa della tensione dei catodi (per tubi tipo 12AX7).
Il funzionamento di un tale circuito riprodotto in fig. 5D (circuito equivalente) è il seguente:

la tensione d'ingresso *e*, è applicata alla griglia del tubo L_1: una alternanza positiva, ad esempio, determina un aumento d'intensità, cosa che fa abbassare la tensione sull'anodo A_1 (dove si manifesta un'alternanza negativa), e fa aumentare la tensione sul catodo K_1 e così pure sul catodo K_2 del tubo L_2 che è accoppiato. Un aumento di tensione sul catodo K_2 equivale ad un aumento della polarizzazione della griglia essendo quest'ultima a massa. Il flusso elettronico diminuisce e la tensione aumenta sull'anodo A_2 dove si forma un'alternanza positiva. Si ottengono dunque due tensioni perfettamente opposte, le impedenze di uscita sono uguali per il fatto dell'identità dei tubi e della uguaglianza di Z_1 e Z_2.
Purtroppo nulla è perfetto, anche in questo montaggio si manifesta un difetto. Si vede sullo schema che la

Fig. 5 Sfasatore ad accoppiamento catodico. In a): schema di principio con un doppio triodo. In b): valori comuni dello schema di montaggio. In c): in conseguenza dell'alto valore della resistenza dei catodi le griglie devono essere portate ad una tensione positiva elevata, inferiore di qualche volt alla tensione dei catodi. In d): come appaiono le differenti tensioni all'ingresso e all'uscita del circuito sfasatore ad accoppiamento catodico.

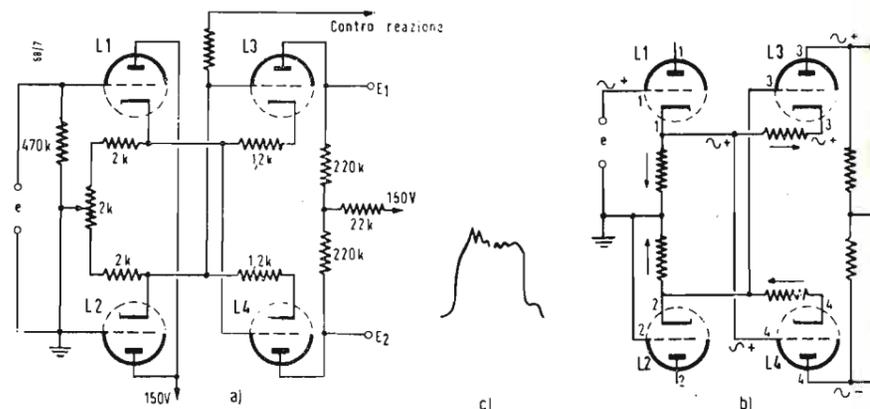
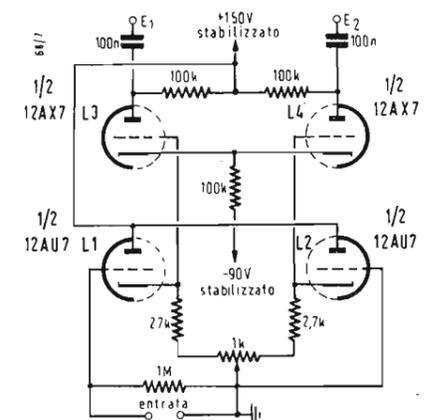



Fig. 6 Schema definitivo: stadio d'ingresso e stadio sfasatore; la polarizzazione corretta del tubo sfasatore è ottenuta collegando le resistenze di catodo ad un potenziale di meno 90 V. Lo stadio d'ingresso con carico catodico assicura il collegamento con lo stadio preamplificatore, l'equilibratura dello stadio sfasatore e la messa a massa diretta del triodo con la griglia a terra, come nel montaggio Marshall. (Se la tensione stabilizzata è di —100 V invece che di — 90, bisogna portare il valore della resistenza di catodo a circa 110 kΩ).

tensione e_1 che entra sulla griglia G_1 e K_1 di L_1 non è uguale alla tensione d'ingresso E_2 posta fra G_2 e K_2 del tubo L_2 poichè quest'ultima è uguale a e_3, la tensione ai capi della resistenza del catodo è: $e_1 = e + e_3$, ed $e_2 = e_3$. Praticamente si ottengono le tensioni E_1 ed E_2 che sono esattamente di fase opposta, ma che non hanno la stessa ampiezza. La differenza è tanto meno sensibile quanto la resistenza di catodo Rk è di valore più alto, ciononostante E_2 è sempre inferiore ad E_1. Praticamente si giunge a delle differenze dell'ordine del 2-3%; cosa che non può nuocere al funzionamento corretto dell'amplificatore. Si potrebbe ottenere l'uguaglianza di E_1 e di E_2 scegliendo, per il triodo L_2 una resistenza di carico Z_2 di valore leggermente superiore a Z_1, ma allora sarebbero le impedenze di uscita che diverrebbero disuguali; si preferisce quindi conservare i valori di carico uguali e impiegare delle resistenze tarate all'1%. Se non si dispone di resistenze così precise si potrà misurare con un ohmmetro il valore delle resistenze che si posseggono e si può anche giungere a dei valori uguali oppure si terrà quella di valore minore del nominale per montarla nella posizione Z_1.

Il calcolo che permette di trovare i valori delle due tensioni di uscita viene dato in appendice. Il rapporto fra le due tensioni è:

$$\frac{E1}{E2} = \frac{Z + Rc + \varrho}{K.\,Rc} + 1;$$

dove Z è la resistenza di carico e Rc la resistenza del catodo. Appare chiaro che per ottenere $E_1 / E_2 = 1$ bisogna che il termine $\frac{Z + Rc + \varrho}{K.\,Rc}$ sia infinitamente piccolo. Questo potrà essere realizzato se K e Rc sono di valore molto alto. Si ha quindi interesse a scegliere dei triodi ad alto coefficiente di amplificazione e a porre Rc pure molto alto.

Per chi fosse interessato a ciò, viene qui fornito da una parte la percentuale di squilibrio delle due tensioni di uscita allorchè Z1 è uguale a Z2 e d'altra parte la formula che permette di calcolare Z_1 in funzione di Z_2 se si tiene assolutamente ad ottenere due tensioni di ampiezza uguale:

$$d = \frac{\varrho + Z}{K.\,Rc};$$

$$e\ Z1 = \frac{Z2}{1 + \frac{\varrho + Z2}{Rc\ (1 + K)}}!$$

con lo schema che è stato realizzato (fig. 6) si potrà verificare che lo squilibrio è inferiore al 2% con una 12X7 - ECC83; dove $K = 100$ e $\varrho = 80$ kΩ, per $Z = 100$ kΩ e $Rc = 100$ kΩ. Per $Z_2 = 100$ kΩ si troverà $Z1 = 98$ kΩ perchè le due tensioni E1 ed E2 siano di uguale ampiezza.

Stadio d'ingresso

A partire da questo punto non è più possibile dissociare lo stadio sfasatore dallo stadio d'ingresso ed è per questo che nello schema di fig. 6 sono stati riprodotti entrambi gli stadi. Sarebbe stato possibile fare a meno di uno stadio supplementare d'ingresso data la presenza del tubo L_3 ma ciò deteminava alcune difficoltà. In effetti, la griglia del tubo L_3 doveva essere portata ad un potenziale positivo prossimo a 100 V per assicurare una polarizzazione corretta, e si doveva ciononostante applicare la controreazione globale su questa griglia, non essendo disponibile il catodo per questo. Dato che sul nostro montaggio di prova si disponeva di una tensione negativa di 90 V (circuito di polarizzazione dei tubi di potenza), si è preferito collegare la resistenza del catodo dello sfasatore a questa tensione, cosa che permetteva un collegamento diretto dei catodi con le griglie. I catodi dei tubi 12AU7 sono portati ad una tensione di + 7 V circa.

E' quindi sufficiente che la differenza di potenziale fra i catodi del tubo 12AX7 e massa sia di + 8 V perchè la polarizzazione dello sfasatore sia esatta. Questo è quanto è stato realizzato, e la stabilità è risultata notevole in virtù dei due tubi stabilizzatori di tensione che assicurano la stabilizzazione della rete a + 150 V da un lato e — 90 V dall'altro.

In definitiva del circuito Marshall non è stato conservato che lo stadio d'ingresso con carico catodico.

Verso lo schema definitivo

Si possono ora riunire gli schemi parziali aggiungendovi il circuito di controreazione generale, il collegamento agli altoparlanti e l'alimentazione e si potrà costituire lo schema d'assieme riprodotto nella fig. 7. Per il circuito di controreazione, sono possibili due soluzioni che portano allo stesso risultato. Nel primo caso la resa fa capo alla linea d'ingresso attraverso una resistenza di 1 MΩ, una resistenza di 100 kΩ deve essere inserita nel collegamento d'ingresso (tratto punteggiato della fig. 7) nel secondo caso la resistenza da 100 kΩ è soppressa e la rete di controreazione fa capo al catodo di una sezione triodica del tubo 12AU7, e dunque alla griglia della sezione triodica della 12AX7 corrispondente.

La resistenza di controreazione ha un valore di 10 kΩ. Notare la presenza di un condensatore elettrolitico di 50 μF che assicura l'isolamento della linea a tensione continua ed evita lo squilibrio dello stadio d'ingresso e dello stadio sfasatore. In conseguenza alla sua debole impedenza paragonata a quella della rete questo condensatore non ha alcuna azione sul circuito di controreazione. Per entrambi i circuiti proposti, un condensatore di piccola capacità è stato posto in parallelo sulla resistenza di controreazione. In effetti una leggera predisposizione all'innesco si manifestava alle frequenze molto alte, innesco totalmente inudibile, ma osservabile sugli oscillogrammi ad onde rettangolari. Con una resistenza di 1 MΩ, ed una capacità in parallelo di 1,5 pF si è ovviato a questo inconveniente, con una resistenza di 10 kΩ occorrerebbe una capacità di 50 pF. Dei valori più alti influenzerebbero la forma degli angoli delle onde rettangolari di collaudo, si consiglia quindi di attenersi ai valori di capacità citati.

Senza controreazione una tensione d'entrata prossima a 0,4 V è sufficiente per ottenere 8 W modulati all'uscita, potenza che era stata prefissa come limite soddisfacente. Con la controreazione occorre una tensione d'ingresso di 1,2 V per ottenere la stessa potenza in uscita. Questo tasso relativamente modesto di 10 dB è sufficiente per fornire dei risultati eccellenti. Un tasso di controreazione più elevato non apporta alcun miglioramento ed i toni gravi sembrano meno buoni alla stima uditiva.

Appendice

Z = resistenza di carico;

Rc = resistenza catodica;

K = Coefficiente di amplificazione di ognuno dei due tubi identici fra loro;

e = tensione alternata d'ingresso;

ϱ = resistenza interna

e_1 = tensione alternata griglia-catodo del tubo L_1;

e_2 = tensione alternata griglia-catodo del tubo L_2;

e_3 = tensione alternata catodo massa;

E_1 = tensione alternata di uscita del tubo L_1;

E_2 = tensione alternata di uscita del tubo L_2;

I_1 = corrente alternata del tubo L_1;

I_2 = corrente alternata del tubo L_2;

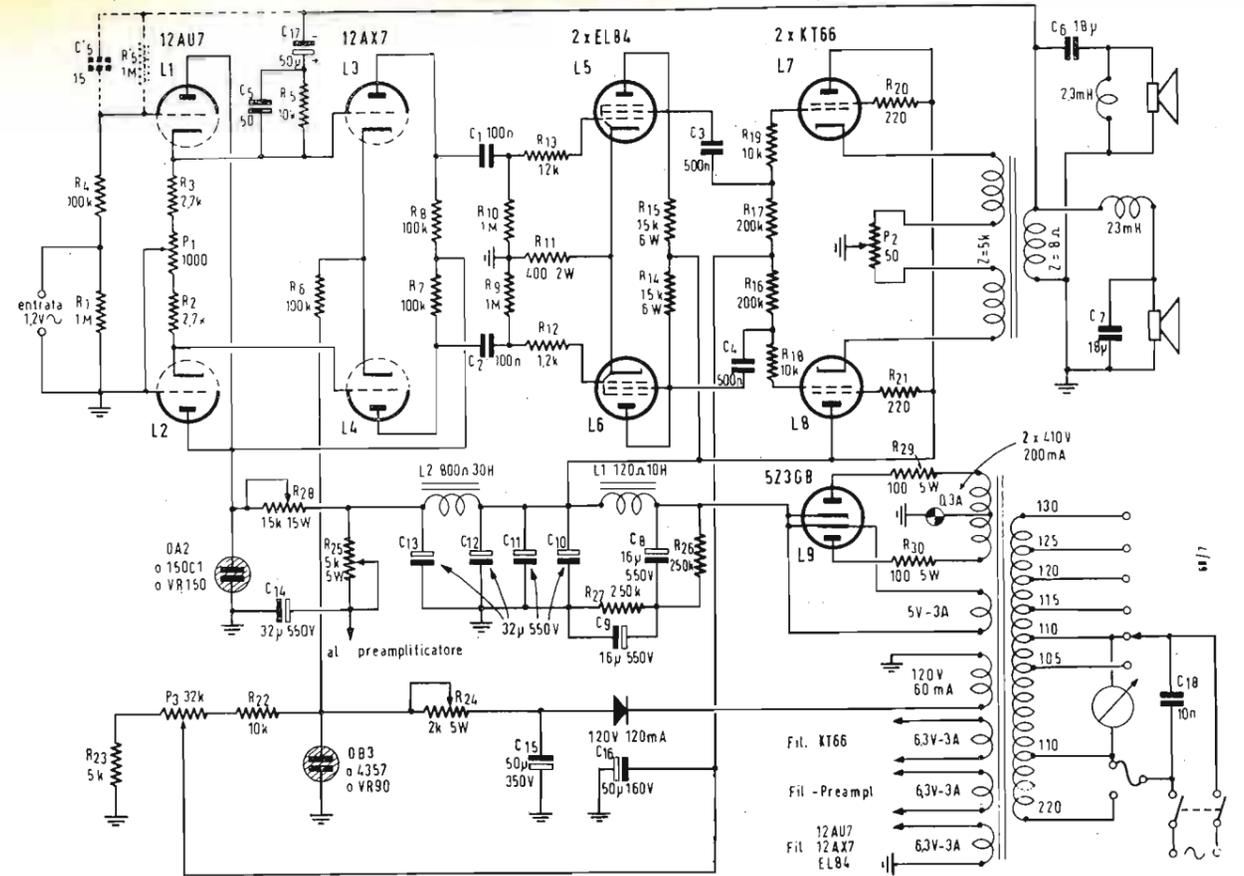



Fig. 7

Schema completo dell'amplificatore con carico catodico: la tensione di controreazione può essere applicata sia al catodo, sia alla griglia del tubo d'ingresso (zona tratteggiata). Nel primo caso la resistenza R4 di 100 kΩ sarà soppressa.

l'espressione classica della corrente alternata di anodo è:

$$I = e\,\frac{K}{Z + \varrho}$$

si ha allora

$$I_1 = e_1\,\frac{K}{Z + Rc + \varrho} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{-\,e_2\,K}{Z + Rc + \varrho}$$

siccome: $E_1 = I_1\ Z$ ed $E_2 = I_2\ Z$, si ha:

$$E_1 = -\,e_1\,\frac{KZ}{Z + Rc + \varrho} \quad \text{ed} \quad E_2 = -\,e_2\,\frac{KZ}{Z + Rc + \varrho}$$

d'altra parte;

$$e_1 = e + e_3;\ \text{ed}\ e_2 = e_3$$

e infine ai morsetti di Rc si ha:

$$e_3 = (I_1 + I_2)\ Rc$$

e sviluppando tutto questo si ottiene:

$$E_1 = -\,e\,\frac{ZK}{Z + Rc + \varrho}\left(1 - \frac{1}{2 + \frac{Z + Rc + \varrho}{Rc\ K}}\right)$$

e:

$$E_2 = +\,e\,\frac{ZK}{Z + Rc + \varrho}\left(\frac{1}{2 + \frac{Z + Rc + \varrho}{Rc\ K}}\right);$$

i segni — e + dinnanzi ad e ricordano che le due tensioni di uscita E_1 e E_2 sono in opposizione di fase. D'altro canto, il primo fattore, ha lo stesso valore assoluto nelle due equazioni, ma il secondo fattore è differente, dunque E_1 è diffeente da E_2:

$$\frac{E_1}{E_2} = 1 + \frac{Z + Rc + \varrho}{Rc\ K}$$

affinchè il rapporto tenda ad 1, bisogna che il termine $\frac{Z + Rc + \varrho}{Rc.\ K}$ sia molto piccolo, cosa che sarà ottenuta se il denominatore $Rc.\ K$ è molto grande, ed il numeratore $Z + Rc + \varrho$ molto piccolo. In pratica si ha anzitutto interesse a rendere molto grande il termine $Rc.\ K$.

C. TOLLARI

UN AMPLIFICATORE AD "ALTA FEDELTA'" DI VERSATILE IMPIEGO

Fig. 1 - Unità di controllo.

L'amplificatore in oggetto, fa parte di una serie di prodotti di recente rielaborazione, che si è resa necessaria in vista di un più vasto programma di vendita nel mercato interno ed estero (1).

La serie comprende amplificatori di potenza da 8 Watt a 50 Watt, alcuni dei quali con caratteristiche da Studio. Il complesso descritto nel presente articolo è quello che in virtù della sua semplicità di impiego, si presta in particolare modo alla sonorizzazione di locali di abitazione e di pubblici esercizi con una cubatura inferiore ai 500 metri cubi.

L'amplificatore è stato realizzato per funzionare in qualsiasi clima e latitudine; allo scopo tutti i componenti sono stati ampiamente dimensionati, i trasformatori sono stati impregnati sotto vuoto con compound ad alto punto di fusione, tutti i condensatori di accoppiamento sono in carta e olio gli elettrolittici sono del tipo ad anodo spruzzato, mentre per il cablaggio elettrico è usato esclusivamente cavo flessibile isolato in seta sterlingata. Tutto il complesso è protetto dalle muffe e dall'azione corrosiva degli agenti atmosferici per mezzo di trattamento chimico.

DATI TECNICI

Il complesso è suddiviso in due telai per semplificarne l'installazione in mobili pre-esistenti; da notare che i due telai possono essere montati a ridosso senza pericolo di accoppiamenti magnetici poichè il trasformatore di alimentazione è totalmente schermato.

I due telai hanno le seguenti misure di ingombro:

Unità di controllo - altezza 7 cm. larghezza 16 cm. profondità 68 cm. (fig. 1)

Amplificatore - altezza 19 cm. larghezza 40 cm. profondità 10 cm. (fig. 2)

Il complesso è adatto per funzionare alle tensioni di rete di:

110 - 130 - 140 - 160 - 220 volt ed alle frequenze di 50/60 periodi con una potenza assorbita di 80 Watt.

DATI ELETTRICI

Potenza di uscita 10 Watt eff., distorsione armonica totale 0,1%, distorsione di intermodulazione 1%, risposta in frequenza 30 ÷ 20.000 Hz 0,1 dB, sensibilità alla presa fono 10 mV a 1.000 Hz, sensibilità alla presa dell'amplificatore 2 Volt con controreazione, controreazione 26 dB. Impedenza di entrata 0,57 MΩ, impedenza di uscita 4,8,16Ω, rumore di fondo 80 dB sotto la massima potenza di uscita.

Circuiti di entrata selezionabili per: Nastro magnetico, Sintonizzatore radio, televisione, e pick-up magnetico.

(1) Ditta costruttrice la Italvideo Milano.

Regolatore di tono:

Bassi ± 20 dB a 30 Hz — Acuti ± 15 dB a 15.000 Hz. Volume a resa non lineare di frequenza (correzione fisiologica).

Compensatore delle varie incisioni discografiche degli Standard AES NAB, RIAA, FFRR, COL.

Valvole impiegate

GZ34 raddrizzatrice - 2 EL84 finali di potenza - 2 EF86 invertitrici di fase - ECC83 preamplificatrice equalizzatrice - 12AY7 amplificatrice fono.

Le caratteristiche di fedeltà e di sensibilità, unitamente al basso rumore di fondo il quale è stato ridotto a un livello inferiore alla soglia di udibilità, sono indispensabili alla chiarezza di un ascolto a volume ridotto quale può essere effettuato in piccoli locali di abitazione, per una evidente ragione di « buon vicinato ».

TELAIO DELL'AMPLIFICATORE DI POTENZA

Per una descrizione dettagliata, il circuito elettrico è stato suddiviso in tre parti essenziali e precisamente:

Il Preamplificatore ed invertitore di fase

In considerazione del fatto, che l'amplificatore fa uso di un forte tasso di controreazione con la conseguente perdita del guadagno si è cercato al fine di evitare dannosi sfasamenti di ridurre al minimo il numero degli stadi ma di mantenere un'elevata sensibilità al circuito, per far ciò si è ricorso all'uso di pentodi ad alto guadagno e la scelta è caduta sulle valvole EF86 per le loro caratteristiche di basso rumore e di bassa microfonicità.

Il segnale di bassa frequenza proveniente dall'Unità di controllo viene applicato alla griglia n. 1 nella prima valvola mentre al catodo della stessa viene applicata la controreazione la sensibilità che è di 0,1 Volt si riduce a 2 Volt causa i 26 dB della controreazione.

Dalla placca i segnali attraverso R7, R8, CI vengono applicati alla griglia controllo della seconda valvola; i due segnali sfasati di 180° per il pilotaggio delle valvole finali vengono prelevati dalle placche di VI, e V2 attraverso due condensatori da 0,2 μF per cui non vi è attenuazione alla più bassa frequenza acustica.

Il rapporto delle due tensioni di pilotaggio è riportato all'unità regolando il potenziometro di bilanciamento R8, ciò allo scopo di ristabilire l'equilibrio in ampiezza quando per una qualsiasi ragione si rendesse necessaria la sostituzione di una delle due valvole.

Il circuito dell'invertitore è controreattivo, poichè una parte del segnale di V2 viene riapplicata alla sua griglia, una piccola controreazione è pure presente sulla griglia schermo e sul catodo col vantaggio della stabilità propria dei circuiti amplificatori a controreazione, unitamente alla possibilità di regolazione il circuito non

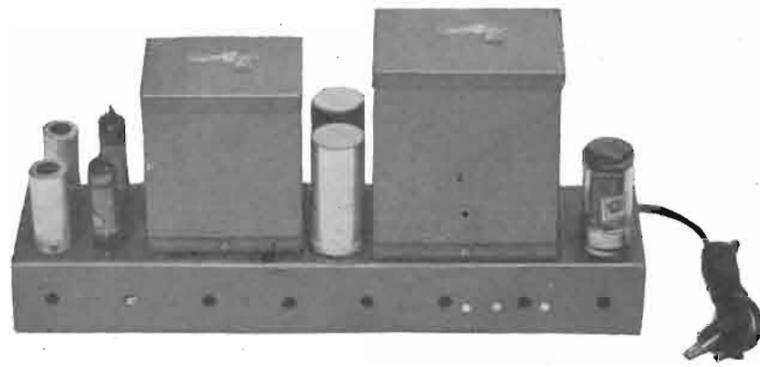



Fig. 2

Amplificatore di potenza.

ha nessuna interdipendenza dovuta a variazioni delle due valvole o a differenti valori delle resistenze di carico.

L'amplificatore finale

L'amplificatore di potenza è costituito da uno stadio in controfase di pentodi in classe AB con controreazione di griglia schermo, capace di una potenza di uscita di 10 Watt eff. con l'1% di distorsione per intermodulazione (frequenze di prova 50 e 7000 periodi in rapporto 1/4) ed una risposta di frequenza di 0,1 dB da 30 ÷ 20.000 Hz (Diagrammi di figg. 4 e 5), un simile risultato è stato ottenuto grazie ad un trasformatore di uscita di particolare costruzione e ad un circuito elettrico di alta efficienza, (vedere fig. 3 del testo).

Nello stadio finale si è rinunciato all'uso dei triodi dato il loro limitato rendimento, si è però ristabilito una parità di smorzamento aumentando il tasso della controreazione e limitando la distorsione di armoniche dispari con l'introduzione di una controreazione di griglia schermo.

Nel circuito griglia-catodo delle EL84 è inserito un sistema di bilanciamento allo scopo di ottenere correnti perfettamente uguali nel trasformatore di uscita con la conseguente eliminazione di ogni premagnetizzazione a corrente continua del nucleo, dovuta a diversità costruttive dei tubi di potenza.

Poichè la qualità di un amplificatore dipende in gran parte dalle caratteristiche del trasformatore di uscita, la sua realizzazione è stata curata in modo particolare, malgrado si sia rinunciato all'uso del nucleo di acciaio al silicio a grani orientati (migliore sotto diversi aspetti delle leghe al nichel) riservato ai tipi Studio, il rapporto Lp/Ld è stato tenuto il più alto possibile onde evitare perdita di linearità alle frequenze estreme, la capacità mutua e quella propria del primario sono state ridotte all'ordine di pochi pF onde evitare che le risonanze nella gamma udibile e gli inevitabili sfasamenti che si verrebbero a creare con l'applicazione della controreazione diano luogo al sorgere di oscillazioni ed inneschi tali da rendere inservibile l'amplificatore.

I dati tecnici del trasformatore sono i seguenti: Raa 8000Ω, Rss 3000Ω, Zu 4, 8, 16Ω, Lp 40H, Ld 15 mH.

L'alto rapporto Lp/Ld è stato ottenuto suddividendo gli avvolgimenti in numerose sezioni intercalate fra di loro, l'induttanza primaria di apparente basso valore è stata calcolata tenendo conto della notevole riduzione della resistenza interna dell'amplificatore provocata dalla controreazione.

L'Alimentatore

Nello studio del complesso non è stato trascurata l'importanza dell'alimentatore soprattuttto per ciò che riguarda la stabilità, il ronzio e la sicurezza di esercizio.

Il problema della costanza e sicurezza di funzionamento, nel tempo, è essenzialmente tecnologico e meccanico ed è stato risolto con la scelta di materiali adatti, il montaggio razionale del circuito in modo da assicurare una buona compattezza di esecuzione senza diminuirne la ventilazione e facendo lavorare i componenti molto al disotto delle tensioni di normale esercizio.

L'uso di una valvola a basssa resistenza interna, assicura la stabilità del complesso in presenza dei « fortissimi ».

Il ronzio che è la bestia nera dei tecnici di bassa frequenza è stato eliminato con tre accorgimenti:

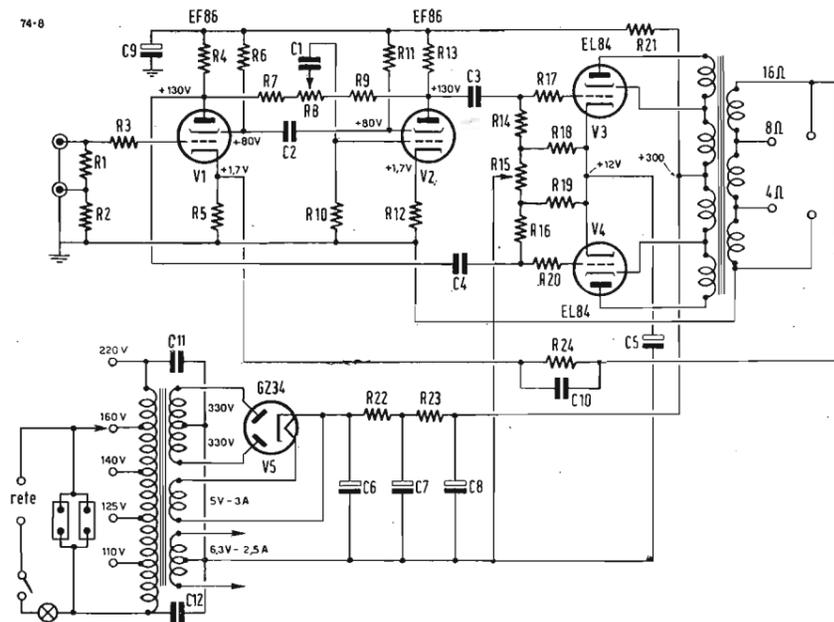



Fig. 3

Schema elettrico dell'alimentatore e dell'amplificatore IM10.

Fig. 4

Misura della risposta di frequenza dell'amplificatore effettuata sul trasformatore di uscita, secondario a 16 Ω con una P_u di 8W —.

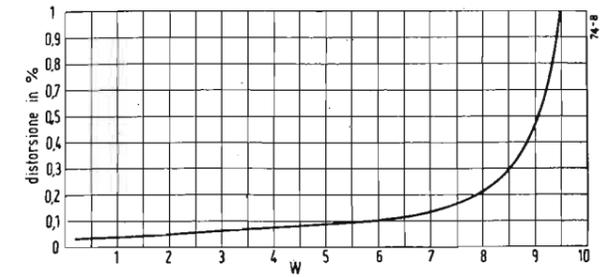
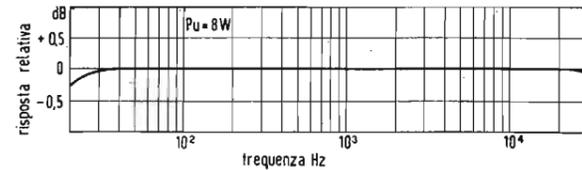



Fig. 5

Distorsione d'intermodulazione, in funzione della potenza di uscita.

1) - l'alto filtraggio della tensione anodica in particolare per i primi stadi con elettrolittici di grande capacità ed alto fattore di potenza;

2) - il bilanciamento del secondario di bassa tensione dell'alimentazione dei filamenti;

3) - impiego della fascia di rame, ampio dimensionamento del nucleo, schermaggio con scatola di ferro del trasformatore di alimentazione al fine di evitare ogni dispersione di campo, con la conseguente eliminazione di accoppiamenti magnetici i quali sono facili a verificarsi dato l'impiego nei complessi di alta fedeltà delle testine magnetodinamiche.

L'UNITA' DI CONTROLLO

In un telaio a completa schermatura sono racchiuse le valvole ed i relativi stadi dei circuiti amplificatori e correttori.

Sul pannello frontale sono situati i comandi dei regolatori di volume, tono, selettore, ed egualizzatore, la regolazione dei quali permette la scelta del programma desiderato e l'adattamento delle intensità e delle frequenze in relazione all'acustica dell'ambiente

Il circuito elettrico (fig. n. 6)

Allo scopo di ottenere una alta amplificazione con il minor rumore di fondo possibile sono state scelte due valvole di appropriate caratteristiche, si è evitato l'uso di bobine nei regolatori di tono ed essendo gli stadi a resistenze e capacità si sono usate per i carichi anodici resistenze del tipo « silenziosa »; la microfonicità che è facile a verificarsi in circuiti ad alta amplificazione è stata eliminata con sospensioni elastiche e con la rigorosa selezione delle valvole.

Il circuito può essere suddiviso in due parti molto somiglianti fra di loro: il circuito di preamplificazione per il rivelatore fono, facente uso di un doppio triodo a basso rumore 12AY7 ed il circuito del selettore, facente uso di un doppio triodo 12AX7 ad alto guadagno; alla griglia del primo triodo della 12AY7 è applicato il segnale della cartuccia a bobina mobile o a riluttanza variabile, la resistenza di chiusura di 47kΩ è il valore consigliato dal maggior numero di costruttori di testine, il minimo segnale di entrata è di 10 mV a 1000 Hz per cui se si usano cartucce a bobina mobile occorre fare uso di un traslatore.

Nel circuito del secondo triodo è posto l'egualizzatore delle varie incisioni discografiche ed è formato da una serie di reti a controreazione selettiva; le posizioni del commutatore sono cinque e corrispondono agli standard AES, NAB, RIAA, FFRR, COL.

Da notare che la curva RIIAA è stata adottata dal C.E.I. e con irrisorie varianti anche dalla E.M.I. per cui tutti i dischi di recente incisione europei ed americani di qualsiasi marca, possono essere ascoltati con il commutatore sulla posizione RIAA, fatta eccezione per i DECCA FFRR, in figura n. 7 è tracciato il diagramma per una esatta egualizzazione della curva RIAA.

La seguente tabella elenca alcuna delle principali incisioni discografiche raggruppate sotto le sigle dei vari sistemi:

AES	FERR
Angel	Decca
Blue Note Jazz	Fonit
Capitol	London
Canjon	Oceanic

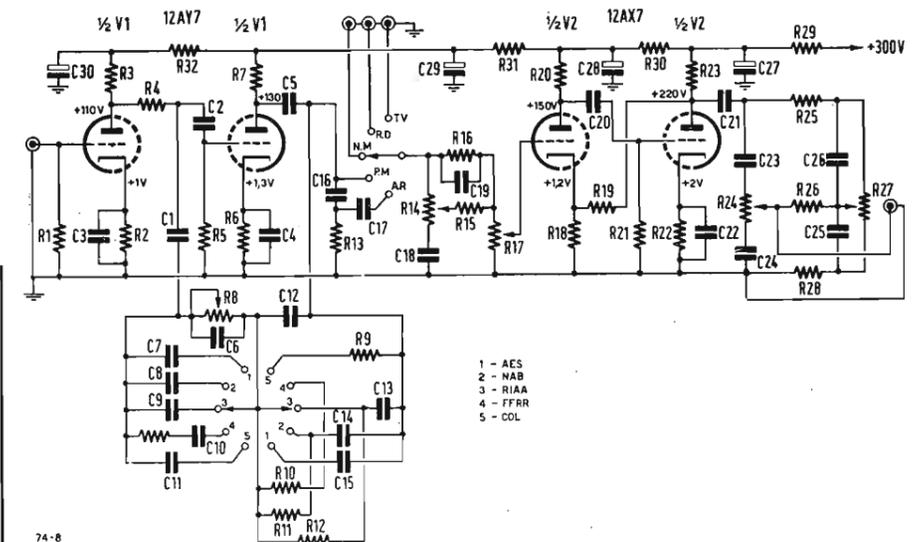



Fig. 6

Circuito elettrico dell'unità di controllo.

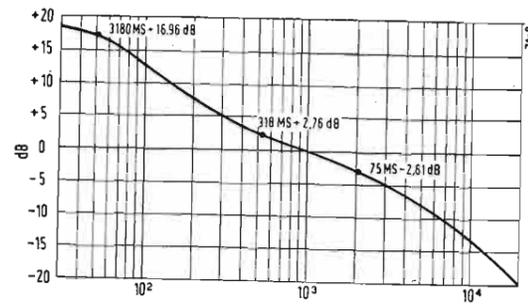



Fig. 7
Curva di correzione per la Standard R.I.A.A.

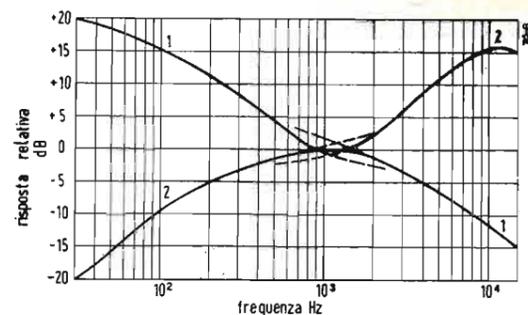



Fig. 8
Azione dei controlli di tono. Curva n. 1 R24 ruotato per il minimo ed R27 per il massimo. Curva n. 2: R24 ruotato per il massimo ed R27 per il minimo.

Emi-USA
E.M.S.
Mercury

NAB
Atlantic
RCA Victor
Esotheric
Remington
M.G.M.
Tempo

COL
Cetra
Colliseum
Columbia USA
Emi-England
Concert-Hall
Parlophon
Vox

Il selettore

Al commutatore di selezione fanno capo le connessioni del sintonizzatore radio, del magnetofono, del suono della T.V. e del preamplificatore fono. La quinta posizione introduce un filtro anti-rombo con l'attenuazione a 50 periodi di 6 dB, l'azione del filtro è utile sia per eliminare il fastidioso rumore del motore quando nel complesso non è usato un piatto professionale, sia per sopprimere eventuali inneschi che possono nascere per risonanze ambientali.

Il comando del volume

Per compensare le deficienze dell'orecchio all'ascolto a deboli intensità sonore, la regolazione del volume introduce delle deformazioni della curva di risposta, basata sui noti diagrammi di Fletcher e Munson, ciò permette di conservare una piacevole riproduzione a qualsiasi livello sonoro.
Il doppio stadio in cascata ad amplificazione di tensione è stato controreazionato per diminuirne la distorsione, la quale è dello 0,5% con un'uscita di 2 Veff.

Comandi di tono

Il doppio comando di tono è in grado di esaltare od attenuare la risposta alle frequenze estreme allo scopo di soddisfare le varie esigenze musicali e per dare la possibilità all'ascoltatore di modificare a suo piacimento e necessità, il responso in frequenza e soprattutto per compensare le inevitabili deficienze acustiche dell'ambiente, gli squilibrii di tonalità che possono verificarsi nelle registrazioni e per compensare la risposta dell'altoparlante. (Vedere i diagrammi di fig. n. 8).

Dati tecnici

Sensibilità alla presa fono per un'uscita di 2 Veff. = 10 mVeff.
Impedenza di entrata 47 kΩ
Sensibilità alle altre prese 60 mVeff.
Impedenza di entrata 0,5 MΩ
Guadagno totale dell'unità di controllo alla presa fono 46 dB a 1000 Hz per un'uscita di 2 Veff.
Distorsione armonica 0,5%
Risposta in frequenza ± 0,5 dB da 20 a 30.000 Hz, misura effettuata all'ingresso RD con comandi di tono esclusi.

CONCLUSIONE

Nella realizzazione del complesso si è posta ogni cura al fine di poter infondere nell'ascoltatore le stesse sensazioni di quelle della sorgente originale dei suoni, ma perchè ciò avvenga è necessario che tutta la catena elettroacustica sia adeguata all'amplificatore.
Il lettore discografico e l'altoparlante debbono essere di elevate caratteristiche, solo in questo caso si potrà godere di una riproduzione musicale con un piacevole effetto di presenza.

Componenti dell'amplificatore IMIO.

RI-100kΩ-1/2 Watt
R2-R7-R9-470kΩ-1/2 Watt
R3-R17-R20-10kΩ-1/2 Watt
R4-R13-220kΩ-1 Watt
R5-R12-2,2kΩ-1/2 Watt
R6-R11-1,5MΩ 1 Watt
R8-semifisso da 0,25MΩ
R10-680kΩ-1/2 Watt
R14-R16-0,33MΩ-1/2 Watt
R15-potenziometro a filo da 50Ω
R18-R19-315Ω-2 Watt
R21-3,3kΩ-4 Watt
R22-R23-100Ω-10 Watt
C1-0,01μF-600Vl carta-olio
C2-0,5μF-600Vl carta-olio
C3-C4-0,2μF-600Vl carta-olio
C5-100μF-50Vl elettrolitico
C6-C7-C8-C9-40μF-420Vl elettrolitici
C10-100pF-600Vl ceramico
C11-C12-0,01μF-1000Vy carta-olio

Componenti dell'Unità di controllo

R1-47kΩ-1/2 Watt
R2-R6-2,7kΩ-1/2 Watt
R3-R4-R5-R20-R23-100kΩ-1 Watt (silenziose)
R8-semifisso da 0,25MΩ
R9-820kΩ-1/2 Watt
R10-R11-3,2MΩ-1/2 Watt
R12-2,2MΩ-1/2 Watt
R13-R16-R21-1MΩ-1/2 Watt
R14-R17-potenziometro da 1MΩ log.
R15-33kΩ-1/2 Watt
R18-1,5kΩ-1/2 Watt
R19-330kΩ-1 Watt
R22-2,2kΩ-1/2 Watt
R24-R27-potenziometro da 1MΩ lin.
R25-R26-100kΩ-1/2 Watt
R28-10kΩ-1/2 Watt
R29-10kΩ-1/2 Watt
R30-R31-R32-22kΩ-1 Watt
C1-C2-C5-C21-50,000pF-600Vl-Carta-olio
C3-C4-25μF-50Vl-elettrolitici
C6-50pF-cer.
C7-500pF-cer.
C8-C11-C14-1000pF-cer.
C9-750pF-cer.
C10-C23-220pF-cer.
C12-C15-C22-C24-C26-2000pF-Carta-olio 600Vl.
C13-1500pF-cer.
C16-C17-C20-C25-20.000pF-Carta olio 600Vl.
C18-10.000pF-Carta-olio 600Vl.
C19-100pF-cer.
C27-C28-C29-C30-25μF-360Vl-elettrolitici

ANCORA ALCUNE NOTE SUL SEMPLICE AMPLIFICATORE PER ALTA FEDELTÀ

a cura di G. NICOLAO

La descrizione di un semplice amplificatore per alta fedeltà realizzato con solo 3 valvole tutti doppi triodi ha destato un notevole interesse tra i lettori che hanno inviato alla nostra redazione un numero molto elevato di lettere chiedendo spiegazioni, delucidazioni ulteriori sul circuito e sui suoi componenti. Abbiamo quindi pensato bene di ritornare sull'argomento, se pure brevemente, per accontentare tutti questi lettori interessati alla realizzazione del piccolo e semplice apparecchio. L'amplificatore è stato descritto nei numeri 5 e 6 della rivista Alta Fedeltà ed è costituito da un semplice circuito Williamson realizzato con tre doppi triodi, come avevamo precedentemente detto, dei quali: il primo funziona da amplificatore ed invertitore di fase, il secondo funziona come amplificatore di pilotaggio in controfase, ed il terzo funziona da stadio d'uscita simmetrico.

La differenza esistente tra i normali amplificatori per alta fedeltà e quello descritto nell'articolo, è l'impiego di una valvola, usata normalmente come stadio d'uscita di quadro per televisori, per realizzare lo stadio finale, sostituendo così uno stadio simmetrico a triodi al normale stadio simmetrico, realizzato con tetrodi a fascio collegati a triodo di un classico amplificatore Williamson. In primo luogo è bene dire che questo amplificatore avendo una notevole controreazione che abbraccia tutti gli stadi (in quanto è prelevata ai capi del secondario del trasformatore d'uscita e applicata al catodo della prima valvola amplificatrice) non ha un guadagno in tensione elevato; per cui è necessario premettere un preamplificatore d'alta qualità che potrà essere costituito da una sola valvola, qualora si usi un pick-up piezoelettrico o ceramico, mentre impiegherà un maggior numero di tubi qualora si preferisca la capsula a riluttanza variabile. Esaminiamo ora brevemente i vari stadi: il primo stadio è collegato alle boccole d'ingresso tramite un condensatore di forte capacità ed un potenziometro che permette di regolare il livello del segnale d'ingresso. Questo sistema permette di ridurre il segnale quando sia troppo forte (questo caso si presenta quando il preamplificatore funzioni con un pick-up ceramico o piezoelettrico) in modo da non sovraccaricare il primo stadio e da farlo funzionare sempre nelle migliori caratteristiche di linearità. Il primo stadio è, in questo circuito, simile a quelli usati nei classici Williamson, da cui lo schema trae origine. La resistenza inserita tra il cursore del potenziometro e la griglia 1 funge da limitatrice per eventuali tendenze d'oscillazione dovute alla rete di controreazione che abbraccia anche il primo stadio. La resistenza di placca è di valore basso (47 kΩ) mentre in molti apparecchi questa stessa resistenza viene mantenuta a valore fino a 100 - 120 kohm.

Il motivo per cui nel nostro caso abbiamo voluto questa resistenza di valore non alto è per favorire il passaggio delle frequenze alte, senza che si verifichi un'attenuazione anche quando le capacità del collegamento tra il primo e il secondo triodo (oppure quelle parassite dello zoccolo e del collegamento alla placca) siano particolarmente a l t e. Ciò si verifica facilmente nei montaggi dilettantistici, che assai spesso utilizzano chassis già realizzati, oppure montaggi poco razionali dal punto di vista del cablaggio. La diminuita attenuazione alle frequenze alte è dovuta al fatto che in parallelo alla resistenza da 47 kohm di placca giocano le reattanze delle capacità parassite e di collegamento che diminuiscono sempre più via via che la frequenza aumenta, (fig. 1) shuntando la resistenza stessa, diminuendo quindi la resistenza e conseguentemente l'amplificazione dello stadio. L'effetto di shunt è sempre meno violento quanto più basso è il valore della resistenza anodica della valvola amplificatrice: questo perchè è necessaria una reattanza in parallelo

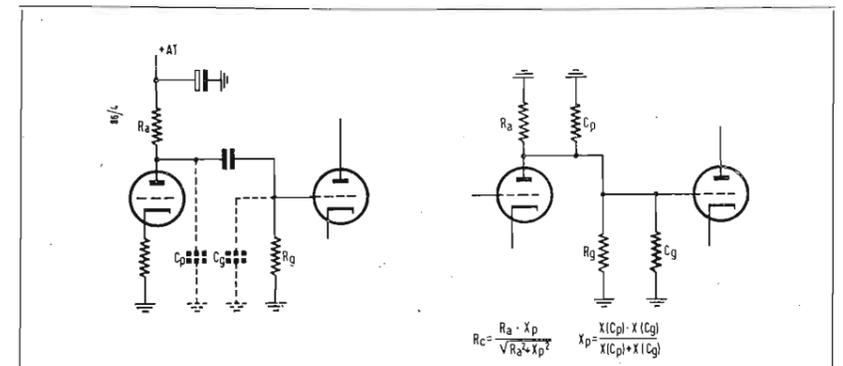



Fig. 1
Attenuazione alla frequenza alta dovuta alla capacità parassita. La capacità Cp e Cg hanno una reattanza X (Cp) e X (Cg) che si trova in parallelo alla resistenza di carico anodico. La resistenza di carico effettiva dello stadio, Rc, diviene quindi inferiore al suo valore nominale alle frequenze alte quando le reattanze di Cp e Cg diminuiscono.

più bassa per poter ridurre alla metà il guadagno dello stadio. L'impedenza risultante dal parallelo della resistenza di carico (Ra) più la resistenza di griglia (Rg) e la reattanza delle capacità parassite, data dalla formula

$$Z = \frac{RX}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

sarà:

$$\frac{\dfrac{Ra\ Rg}{Ra + Rg} \cdot Xp}{\sqrt{\left(\dfrac{Ra\ \ Rg}{Ra + Rg}\right)^2 + X^2p}}$$

per cui il valore di shunt dato dalle reattanze capacitive sarà tanto meno sensibile quanto più bassa sarà Ra.

Un'altra domanda fattaci dai lettori riguarda il gruppo di livellamento RC costituito dalla resistenza da 30 kohm e dal condensatore da 16 μF del circuito della prima valvola. Questo gruppo ha una doppia funzione che è quella di separare la linea d'alimentazione delle valvole successive, in modo da evitare ogni possibile interazione sulla linea di alimentazione, e quella di creare un'enfasi nell'amplificazione del primo stadio, sulle frequenze più basse dello spettro sonoro. Questo si verifica in quanto la capacità di 16 μF di filtro costituisce una reattanza praticamente nulla alle frequenze alte, ma via via che le frequenze si abbassano raggiunge un valore di reattanza che non è più trascurabile. In questo caso la resistenza da 47.000 ohm si troverà ad avere in serie il valore costituito dal parallelo della reattanza del condensatore da 16 μF, con la resistenza da 30.000 ohm.

Avendo quindi la valvola V1A una maggior resistenza di carico, la sua amplificazione crescerà quando tenderebbe a diminuire per l'effetto dei condensatori d'accoppiamento. Volendo incrementare l'effetto, il condensatore da 16 μF potrebbe essere ridotto a 8 μF. Lo stadio invertitore è di tipo classico. Le resistenze che sono segnate all'1% possono essere resistenze normali selezionate per mezzo di misura con un ohmetro. La scelta degli esatti valori di resistenza è necessaria perchè si possano avere tensioni uguali sulle griglie dello stadio in controfase che segue. Altrettanto è opportuno dire per i condensatori di accoppiamento da 0,1 μF che è bene siano a carta, di tipo discreto. Anche per le resistenze di griglia dello stadio successivo, vale quanto detto sopra. Queste due resistenze potrebbero essere unite al centro ad un potenziometro (fig. 2) in modo da trovare le migliori condizioni di bilanciamento. Nella nostra realizzazione ciò, non è stato reputato necessario in quanto la resistenza di catodo da 510 ohm — non shuntata da alcun condensatore — provvede un autobilanciamento dello stadio. Qualche lettore ha chiesto se era possibile evitare l'amplificazione in contro fase prima dello stadio finale riducendo l'amplificatore a due sole valvole.

Fig. 2

Nello stadio amplificatore simmetrico pilota, un potenziometro P_1 può essere inserito tra Rg_1 e Rg_2 per equilibrare le due tensioni di pilotaggio dei due triodi, quando non si disponga di resistenze precise. Il controllo potrà essere effettuato inserendo un segnale a 400 Hz nell'amplificatore, e controllando le tensioni ai punti TP_1 e TP_2, con un oscillografo. Queste tensioni dovranno essere uguali.

Come era già stato accennato nel corso del primo articolo ciò è effettivamente possibile. Ne risulta però una diminuita sensibilità dell'amplificatore, perchè la valvola finale essendo un doppio triodo di potenza, richiede maggior tensione di pilotaggio di un pentodo o di un tetrodo anche se usati come triodo, per cui è necessario che la valvola sia sempre fortemente pilotata per ottenere la minor distorsione possibile. Logicamente qualora si abbia un preamplificatore capace di erogare all'uscita una tensione dell'ordine dei 4 o 5 V sarà sufficiente collegare direttamente le griglie della valvola finale allo stadio invertitore. Però nei minimi orchestrali, quando il segnale raggiunge punte molto basse si potrà incorrere in distorsione (dinamica) per insufficiente uscita.

Tutte le resistenze impiegate nel primo e nel secondo doppio triodo del circuito, ad eccezione di quelle inserite nel circuito d'alimentazione anodica delle varie valvole sono da 1/2 watt e debbono essere del tipo ad impasto. Uniche resistenze da 1 watt sono quelle inserite sulle placche delle valvole, e precisamente la resistenza da 47.000 ohm sul primo triodo (tolleranza 20%), la resistenza da 30.000 ohm di alimentazione del primo triodo, le due resistenze poste sulle placche del secondo stadio da 47.000 ohm e la resistenza di catodo del secondo stadio. Le due resistenze tolleranza 1% inserite sul catodo e sulla placca del secondo triodo è necessario siano del tipo pellicolare in quanto quelle ad impasto non sono costanti nel tempo: è quindi possibile che un amplificatore realizzato e funzionante perfettamente, dopo un certo tempo o in diverse condizioni di umidità e temperatura introduca una distorsione superiore al previsto. Altra parte interessante dell'amplificatore è il trasformatore d'uscita: è bene dire innanzi tutto che il trasformatore è stato calcolato largamente introducendo approssimazioni e allargamenti ai numeri risultanti dalle formule classiche, onde rendere la sua realizzazione più semplice e meno critica. In altre parole questo trasformatore adatto al sistema d'amplificatore a contro reazione, ha un numero di spire molto alto, che permette di ottenere un'induttanza sufficiente per il passaggio senza distorsione delle frequenze basse.

D'altra parte il dimensionamento abbastanza abbondante del ferro e la scelta di un lamierino di buona qualità permette di ottenere una permeabilità sufficiente per il passaggio delle frequenze alte ed anche dei segnali transitori. Uno dei maggiori pregi del trasformatore descritto è la sua non criticità quando sia costruito opportunamente. seguendo delle prove si è notato che diminuendo le spire in numero di 200 su tutti e due semi-avvolgimenti (passando cioè a 1800 + 1800 spire) o aumentandole di 100 unità (passando cioè a 2100 + 2100 spire) non si ha sensibile variazione nella resa a meno che non si vogliano ottenere eccessive prestazioni dalla valvola finale. E' quindi possibile dire che il trasformatore può essere realizzato più economicamente riducendo il numero totale delle spire a 3600, 1800 per ogni sezione del primario. Anche le spire del secondario dovranno però essere ridotte in proporzione.

L'impiego di lamierino di migliore qualità è ancora vantaggiosa specialmente per quanto riguarda la risposta ai transitori. Il dimensionamento del trasformatore in questo caso viene però notevolmente modificato. La valvola 6BL7 è abbastanza diffusa in quanto molti televisori (specie americani) di costruzione recente del tipo a 70° e 90° impiegano questa valvola sullo stadio d'uscita verticale. Essa potrebbe essere sostituita dalla 6BX7 che da però risultati inferiori specie in quanto le sue caratteristiche di carico anodico sono diverse da quelle della 6BL7. Accontentandosi di una potenza di uscita inferiore sarebbe possibile sostituire direttamente la valvola 6BL7 con l'assai comune valvola 12BH7, anch'essa finale verticale per televisione. Quest'ultima valvola ha però una dissipazione per placca di circa 5 watt e quindi non consente di ottenere una potenza d'uscita superiore a 2 watt senza incorrere in distorsione. Purtroppo 2 watt per un amplificatore d'alta qualità sono insufficienti per assicurare la dinamica a meno non si ricorra ad altoparlanti con campo magnetico elevatissimo. E' evidente che si potrebbe ricorrere all'utilizzazione di due 12BH7 in controfase parallelo, ma in quest'ultimo caso il costo dell'amplificatore aumenterebbe e la sua semplicità costruttiva verrebbe menomata.

Molti altri quesiti ci sono stati posti dai lettori riguardo al trasformatore d'uscita. Una certa sorpresa ha mosso alcuni lettori per la tensione di 400 volt inserita come punta massima al primario.

La tensione di funzionamento della valvola (circa 300 volt) darebbe infatti 300 volt come tensione massima alternata applicata al primario. Si è tenuto però un margine per consentire sia un aumento della tensione di funzionamento (è bene ricordare che la 6BL7, valvola finale di quadro di televisori può sopportare circa 400 volt anodici, se la dissipazione di placca è rispettata) sia per consentire un funzionamento adeguato del trasformatore anche in presneza delle sovratensioni istantanee dovute ai transitori.

Elementi relativi al trasformatore di uscita:

lamierino (0,9 W/Kg) 100 x 80 mm altezza del pacco 35 mm.

Sezione utile 0,9 x 2,8 x 3,5 ≅ cm² 9

Induzione B = 0,7 Wb/m²; frequenza di taglio inferiore 35 Hz.

$$\text{Spire per volt} = \frac{10^4}{4{,}44.35.0{,}7.9} \cong$$

10 sp/V.

Tensione alternativa massima: 400

$$V = 2\,\frac{Va}{\sqrt{2}}$$

Spire primarie N_1 = 2 x 2000 = 4000 totali.

Impedenza primaria: 10.000Ω.

impedenza secondaria: 16Ω = impedenza di carico.

Rapporto di trasformazione: n =

$$\sqrt{\frac{10.000}{16}} = 25.$$

$$\text{Spire secondarie } N_2 = \frac{4000}{25} =$$

160 ridotte a 157.

Induttanza del primario Lp =

$$\frac{1{,}15.(4.10^3)^2.4.10^3.9}{20.10^8} \cong 331\ \text{H}$$

avendo assunto: permeabilità del ferro μ = 4000 lunghezza del circuito magnetico l = 20 cm.

Reattanza del primario: Xp = ωL = 6,28.35.331 = 73 kΩ (a 35 Hz).

Induttanza di dispersione: 5 m H.

Reattanza di dispersione (a 15 kHz): $Xd = 6{,}28.1{,}5.10^4.5.10^{-3} \cong 460\ \Omega$.

La realizzazione del trasformatore può essere effettuata in due modi: con il sistema a strati sovrapposti (½ primario, secondario, ½ primario) come illustrato in fig. 3 (A) o con avvolgimento a gole affiancate. Questo secondo sistema è migliore perchè permette di ottenere un più perfetto bilanciamento ed una minore induttanza dispersa, (fig. 3 (B). In questo caso è necessario costruire un rocchetto speciale come illustrato in fig. 3 (C).

La suddivisione stradificata del primario e del secondario intercalati era più spinta (cioè maggiore era il numero degli strati intercalati) nei primi trasformatori sperimentali; successivamente si è pervenuti alla semplice suddivisione del primario in 2 metà, con interposto il secondario ad unico strato.

Per il filo d'avvolgimento, data la bassa corrente del primario, il Ø 0,15 è generalmente da reputarsi soddisfacente, mentre per il secondario è necessaria una sezione maggiore, Ø 0,8 mm. Nel trasf. sperimentale i fili erano Ø 0,25 per il primario e Ø 1,5 mm per il secondario.

L'isolamento tra strato e strato (che nel caso del montaggio a gole affiancate è sufficiente ogni due strati) è effettuato con carta paraffinata da 0,1 mm.

Un altro fattore da tener presente è il lamierino, che dovrà essere di buona qualità (0,9 W/Kg) per ottenere i migliori risultati. Lamierini con perdite maggiori daranno risultati naturalmente inferiori.

Per quanto riguarda infine gli altoparlanti, il secondario può essere munito di prese, per adattare l'impedenza dei tipi più correnti, o quella di due unità uguali, poste in parallelo o in serie.

Fig. 3

Sistemi di avvolgimento del trasformatore d'uscita. (A) a strati sovrapposti, (B) a sezioni parallele. In (C) è illustrato il rocchetto necessario per realizzare il trasformatore con il secondo sistema.

Per l'adattamento di un'impedenza secondaria Z_2 Ω diversa da 16 Ω la presa sull'avvolgimento secondario si calcola col rapporto n =

$$\sqrt{\frac{10.000}{Z_2}};$$

le spire N'_2 si ottengono così: $N'_2 = \dfrac{4000}{n}$; Es.

$$Z_2 = 5\,\Omega;\quad n = \sqrt{\frac{10^4}{5}} \cong 45;$$

$$N'_2 = \frac{4.10^3}{45} \cong 89 \text{ spire.}$$

Riteniamo così di aver messo in grado i ns. lettori di far costruire il T.U. a seconda dell'impedenza dell'altoparlante di cui dispongono.

E' sconsigliabile porre in serie o in parallelo unità diverse. Per usare un « Woofer » ed un « tweeter », sarà necessario un filtro separatore (crossover) per limitare l'affluenza delle note basse al pic-

colo altoparlante per le note alte. La disposizione in tal caso potrà essere quella illustrata dalla fig. 4. Per limitare l'affluenza delle note basse ai due « tweeters » si dovrà interporre una capacità in serie da 2 μF (a carta) appure due elettrolitici catodici da 4 μF in serie, ma con le due polarità negative collegate assieme. In questo modo si creerà un condensatore non polarizzato, di economica e semplice realizzazione.

Ed ecco ora un'ultima raccomandazione. E' possibile utilizzare con questo apparecchio anche altoparlanti da 6-8 Watt e più, che — funzionando lontani dal punto di massima resa — daranno buoni risultati; ma per ottenere una sufficiente espanzione dinamica dovranno essere di tipo recente, con forte campo d'eccitazione (Alnico 5°, ecc.), e non si dovrà mai pretendere di ottenere più potenza di quella che l'apparecchio può dare. Si incorrerebbe altrimenti in distorsione.

Circa l'impedenza di filtro nell'alimentatore se non è reperibile l'induttanza di 3 H per 240 mA si può adottare un'induttanza di 4 H per 250 mA.

Gli altoparlanti di tipo tedesco ai quali abbiamo accennato nel n. 6, sono i Grundig.

Assicuriamo comunque i lettori che ritorneremo assai presto sull'argomento con altre realizzazioni la cui semplicità potrà essere giudicata direttamente, e che potranno dare risultati altrettanto brillanti di questo amplificatore e di altri impianti più costosi d'alta fedeltà.

■

Errata corrige: a pag. 17 del n. 6 di A. F. riga 1ª, leggere:

« Lo stadio amplificatore pilota è eseguito con due sezioni di una 12 AU7 amplificatrice in controfase ».

Fig. 4

Connessione di tre altoparlanti, uno per le note basse e due per le note alte, tutti di tipo magnetodinamico con condensatori di filtro in serie a questi ultimi.

E' POSSIBILE APPREZZARE DIRETTAMENTE LE PRESTAZIONI DI UN RIVELATORE FONOGRAFICO DA UNA PROVA CON IL DISCO DI FREQUENZA?

Da una comunicazione di O. Stanton Presidente della Soc. « Pickering and Company, Inc » in occasione di una nuova riunione della sezione newyorkese della Audio Engineering Society (13/IX/55) - *A cura del Dott. Ing. G. Del Santo.*

Apprezzare le prestazioni di un amplificatore è un problema relativamente semplice poichè si possono definire metodi di misura universalmente accettati. Non è più la stessa cosa se si ha a che fare con rivelatori fonografici (o con altoparlanti). Una prova con il disco di frequenza sembra a priori la più razionale, ma il fenomeno è talmente complesso che l'interpretazione dei risultati è molto azzardata.

Pressochè tutti i rivelatori fonografici attuali sono dei generatori che convertono una energia meccanica in energia elettrica. Questa energia meccanica è fornita dal motorino gira-dischi tramite il contatto puntina-solco. In tali condizioni lo Stanton propone di schematizzare il modo di lavorare di un pick-up secondo il diagramma seguente:

Puntina-solco $\rightarrow F_g \rightarrow F_m \rightarrow F_e \rightarrow E_{uscita}$

dove Fg esprime la legge degli spostamenti della puntina secondo la geometria del contatto (problema studiato da Hunt e Pierce e da molti altri, in ultimo da Corrington); Fm è la funzione meccanica del trasferimento del moto dalla puntina all'equipaggio mobile del generatore elettrico; Fe è la funzione che trasforma gli spostamenti dell'equipaggio mobile in tensione elettrica d'uscita. Fm tiene conto di fattori come: inerzia del braccio o della cellula rivelatrice, rigidezza dei diversi elementi, attrito ecc., Fe concretizza l'influenza delle resistenze elettriche, capacità distribuite o parassite, induttanza delle bobine ecc.

Qualunque prova di un rivelatore fonografico con un disco di frequenza, comprende nel risultato finale l'influenza delle tre funzioni. L'interpretazione è molto incerta se non si separano gli effetti di Fg, Fm ed Fe. Alcuni affermano che ha importanza solo il risultato finale, ma un simile ragionamento non è corretto poichè non vanno dimenticati certi fenomeni che agiscono particolarmente sulla velocità d'usura della puntina e della incisione del solco.

Il commercio offre oggi numerosi dischi-misura che riproducono naturalmente o artificialmente determinate condizioni immaginate presenti in una registrazione musicale. In accordo con lo Stanton, e tenendo conto della complessità di Fg, questi dischi hanno un valore assai mediocre; tanto più che alcuni di essi sono incisi in condizioni tali da rendere geometricamente impossibile ogni rivelazione di qualità conveniente (incisione d'ampiezza o di frequenza troppo alta, solchi di r a g g i o insufficiente...). Conviene quindi, per semplificare, considerare un disco inciso a velocità laterale costante ed esaminare un po' più da vicino il ruolo di Fg. Anche supponendo il materiale di cui è costituito il disco perfettamente rigido, si può dimostrare che le ampiezze delle oscillazioni della puntina alla frequenza da restituire, sono sempre leggermente inferiori a quelle delle ondulazioni del solco. Questa « perdita geometrica di rivelazione » si accentua all'aumentare della frequenza, supponendo la velocità di scorrimento tangenziale costante. Aumentando la frequenza, diminuendo la lunghezza d'onda dell'incisione, si giunge al momento in cui la puntina non può più essere guidata dai fianchi del solco. Soltanto le parti convesse producono allora spostamenti laterali della puntina con relativamente grandi movimenti verticali e notevole riduzione dell'ampiezza laterale. (La vinilite, essendo leggermente elastica, c e d e sotto la puntina; ciò aumenta sensibilmente le « perdite di rivelazione » di origine geometrica).

Ciò posto, un rivelatore fonografico di velocità, perfetto dal punto di vista di Fm ed Fe (i rivelatori magnetici o dinamici sono dei rivelatori di velocità), presenterà « perdita di rivelazione », prevista dalla teoria, se si fa la prova con un disco di frequenza inciso a velocità laterale costante. L'andamento della curva di risposta (A) ottenuta è rappresentato in figura 1. Si può anche ottenere una curva di risposta (B) con attenuazione maggiore se il rivelatore è troppo smorzato meccanicamente o se per una ragione qualunque la sua risposta elettrica alle alte è scarsa.

Si può fare in modo che nel passaggio Fm→Fe si abbia una curva di risposta come in fig. 2, risultante da una risonanza elettrica o meccanica. In tali condizioni è possibile che un rivelatore anche molto smorzato abbia una curva di risposta globale con andamento quasi ideale. Due difetti combinati sembrano dare un ottimo risultato, ma non bisogna fidarsi di apparenze che dissimulano certi effetti introducendo una usura esagerata del disco e della puntina, oltre che distorsione e modulazione.

I dischi di frequenza incisi secondo una delle caratteristiche ufficiali (NATRB, AES, RIAA...) conducono a risultati ancor più difficili da interpretare. L'aumento di velocità laterale alle frequenze alte rende alcuni di questi dischi geometricamente irriproducibili se la velocità di base a 1 kHz è stata scelta troppo alta (alcuni dischi di frequenza incisi all'inizio dell'avvento del microsolco, avevano velocità laterali superiori a 30 cm/s a 10 kHz — anche sul solco di diametro massimo in un disco di 30 cm una tale incisione non può essere rivelata da una puntina di 25 μ di raggio senza una distorsione estremamente alta, se il materiale costituente il disco è perfettamente rigido. Infatti la distorsione misurata è notevolmente inferiore a quella calcolata per lo schiacciamento (temporaneo?) del solco sotto l'azione della puntina; e questo non può pensarsi senza una rapida usura e deformazioni permanenti). Tuttavia esistono attualmente dischi di frequenza giudiziosamente fabbricati, buoni fino a 20 kHz.

Se il rivelatore fosse perfetto sotto ogni punto di vista, la curva di risposta avrebbe alle alte frequenze l'andamento di fig. 3. Tenendo conto della « perdita geometrica di rivelazione », un rivelatore perfetto nel passaggio Fm → Fe, avrà una curva di risposta come in fig. 4, evidentemente meno soddisfacente di quella di fig. 3.

Bisognerà anche avere molta cura con il disco di prova, perchè se per una ragione qualsiasi l'impedenza meccanica della puntina fosse troppo alta nella regione dei 20 kHz, il solco avrebbe molte probabilità di essere definitivamente danneggiato, ed il disco di frequenza cesserebbe di essere un mezzo di investigazione valido.

Altre misure resterebbero da fare sui rivelatori fonografici, in particolare distorsione di fase e intermodulazione, ma queste sono ancor più difficili da determinare esattamente.

In conclusione Walter Stanton dichiara: poichè un rivelatore fonografico è espressamente studiato per lavorare con dischi, le prove con dischi di misura sono indispensabili, ma non possono condurre a risultati positivi se si ignorano le forme particolari delle funzioni Fg, Fm, Fe di volta in volta studiate.

Lo Stanton fa cenno di una ditta specializzata nella fabbricazione di pick-up magnetici di alta qualità e naturalmente riporta la sua esposizione al caso di un rivelatore di velocità. Per il rivelatore di ampiezza (piezoelettrico, elettrostatico) i problemi sono esattamente dello stesso ordine, e si può prevedere che l'interpretazione dei risultati sarà ancor più delicata.

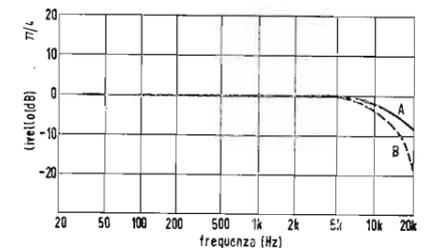



Fig. 1 - Risposta di un rivelatore di velocità.

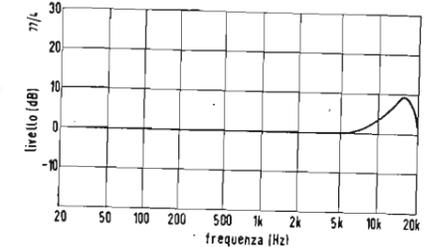



Fig. 2 - Come in fig. 1, ma con risonanza elettrica o meccanica.

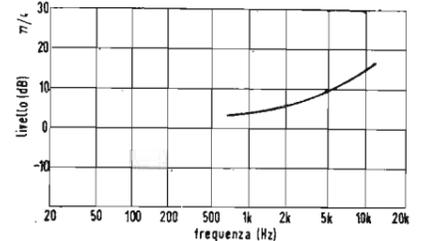



Fig. 3 - Risposta di un rivelatore perfetto.

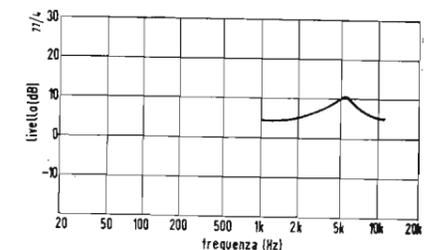



Fig. 4 - Risposta di un rivelatore con « perdita geometrica di rivelazione ».

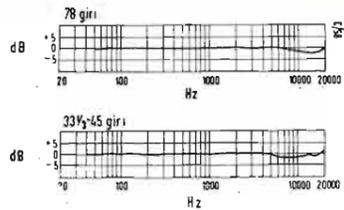



Fig. 1

Queste sono le curve di risposta della nuova Goldring 600. L'andamento è compreso entro ± 1 dB fino ai 10.000 Hz.

LA NUOVA TESTINA «600» A RILUTTANZA VARIABILE DELLA GOLDRING COL NUOVO BRACCIO TR1

a cura del Dott. Ing. F. SIMONINI

E' già molto conosciuta anche sul mercato italiano la «500» della Goldring. Questa nuova edizione «600» presenta notevoli migliorie che qui elenchiamo in ordine.

La capsula «500» non era stata schermata in mumetal e la protezione contro i campi spurii era stata affidata solo alla speciale disposizione in controfase degli avvolgimenti.

La nuova edizione «600» è stata ulteriormente p r o t e t t a con una schermatura. L'edizione tipo «500» era equipaggiata con due punte di zaffiro, mentre la nuova «600» possiede una punta di diamante per il microsolco ed una di zaffiro per i 78 giri. Questo particolare giustifica il sensibile aumento di prezzo che si è avuto per questa nuova capsula.

Si è avuta una riduzione del 50% circa della massa dinamica dello equipaggio mobile (che è ora di 1,45 mg) pur conservando le notevoli caratteristiche pratiche di intercambiabilità di puntina tipiche delle testine Goldring. Questa diminuzione ha tanto più valore in quanto le punte di diamante sono di ancoraggio molto delicato e appunto per tale motivo danno di solito luogo ad un aumento sensibile della massa dell'equipaggio.

Questa nuova caratteristica tecnica è importantissima in quanto si riduce sensibilmente l'usura del disco, specie per le note acute. Tanto più che il peso con cui il complesso opera sul solco può arrivare fino ai 5 gr.

Ogni cartuccia a riluttanza variabile nella curva di risposta presenta un picco dovuto alla risonanza meccanica dell'equipaggio mobile. Quando tale punta viene a cadere nella banda acustica si provvede di solito con un carico ottimo resistivo di smorzamento che presenta però l'inconveniente di dar luogo ad intermodulazione.

Nel caso della «600» il picco di risonanza, che nella «500» capitava in corrispondenza dei 16-17 kHz, è stato spostato verso i 22-23 kHz. Ciò è chiaramente avvertibile dalle curve di fig. 1 in cui sia per i 78, sia per i 33-45 giri si ha una lieve riduzione di risposta a partire dai 7-8.000 Hz cui fa seguito una ripresa che raggiunge il suo massimo in corrispondenza dei 22-23 kHz come già si è detto.

La linearità di risposta è così contenuta entro ± 2 dB dai 30 Hz fino ai 20.000 Hz.

Il controllo della nuova testina è stato eseguito col nuovo disco della Decca LXT5346 (da noi recensito nel n. 8 di «alta fedeltà») che arriva ai 18.000 Hz, da P. Wilson che ne ha trattato nell'ottobre 1957 sulla rivista «The Grammophone».

La resistenza di carico ottima è di 68.000 ohm. Non è previsto accoppiamento con trasformatore in salita. La sensibilità della testina è di circa 3,2 mV per cm/sec di velocità. E' quindi rimasta praticamente invariata rispetto al modello precedente.

L'induttanza rimane sempre molto forte (5.400 ohm di impedenza a 1000 Hz) vale a dire quasi un Henry di induttanza, ma la schermatura in mumetal elimina ogni pericolo di ronzio. La complianza laterale è di 5.10^{-6} cm/dine vale a dire notevolmente alta. Si tratta di un dato della massima importanza per la resa delle note basse che richiedono la massima ampiezza di «modulazione» del solco.

La fig. 2 fornisce ogni dato per la realizzazione di un equalizzatore secondo i dati del BSI 1928-55. La curva LP si riferisce ai microsolco, la 78 ai dischi a 78 giri. Si tratta di una equalizzazione molto vicina alla RIAA (New Orthophonic); praticamente eguale per i bassi, introduce qualche dB in più di attenuazione per gli acuti.

La fig. 3 fornisce ogni dato per la realizzazione di un preamplificatore, ad equalizzazione variabile, capace di un'uscita di 2 volt circa dai 78 e di 0,7 dai microsolco. L'uscita è a bassa impedenza e può venir servita da parecchi metri di cavo schermato.

Il nuovo braccio TR1 presentato dalla Goldring con la capsula 600 ha la solita forma dceisamente antiestetica tipica dei bracci Goldring. Il peso della testina sul disco può venir regolato senza l'intervento di molle di bilanciamento nel campo dai 4 ai 10 grammi. Ogni cura è stata posta per eliminare per quanto possibile il «traking-error». La lunghezza del braccio è infatti di ben 25 cm tra il centro di rotazione del braccio e la puntina della testina. ■

Fig. 2

Questo semplice egualizzatore può venir introdotto all'ingresso di ogni amplificatore che permetta una sensibilità che si aggiri sui 3-4 mV per il massimo di uscita.

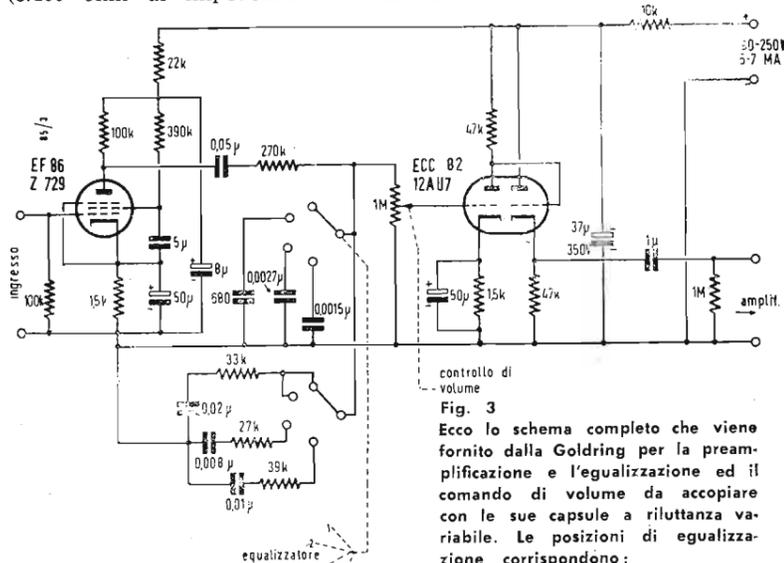



Fig. 3

Ecco lo schema completo che viene fornito dalla Goldring per la preamplificazione e l'egualizzazione ed il comando di volume da accopiare con le sue capsule a riluttanza variabile. Le posizioni di egualizzazione corrispondono:

1) 78 giri inglese
2) 78 FFRR Decca
3) RIAA
4) BS 1928/55 (Decca microsolco)

III° IL PROBLEMA DELLA CREAZIONE E DELLA RIPRODUZIONE ARTISTICA

di ITALO GRAZIOTIN

Le forze psichiche elementari discontinue (impulsi) - Le loro fomule - Non vi è opera d'arte, ne alta fedeltà di riproduzione se la determinazione di tali forze non è evidente ed esatta.

Esse nel complesso si possono considerare le forze della volontà. La loro struttura di calcolo risulta secondo la semplicità maggiore, in ragione dell'espressione e dell'economia cerebrale e come in sua sede è dimostrato (1).

SEGUITO DEL COLLOQUIO tra M = maestro di scienza e tecnica dell'arte e D = discepolo.

D — Ho capito. Ora potresti spiegarmi che cosa significano quei termini tecnici così nuovi e poco comprensibili relativi agli impulsi; poi esamineremo quelli relativi alle forze, e infine quelli che si riferiscono alle disposizioni.

Poi passeremo all'esame dei complessi di elementi antropoindividuometrici o a.i.m., cioè alla psicologia in formule, psicologia della opera d'arte, ben inteso, e quindi potremo arrivare finalmente all'esame dei risultati pratici ai quali anche un ragazzino, dotto soltanto della matematica e della cultura generale della scuola media e dotato di una buona intelligenza, può pervenire nel campo dell'arte. Perchè, se la teoria è complessa e nuova, il tecnicismo applicativo è relativamente semplice.

Esamineremo particolarmente, quale esempio, i risultati raggiungibili nel campo dell'arte musicale ovvero, in base ai nuovi mezzi teorici e tecnici, nel campo dell'eufonotecnica.

Ciò per quanto riguarda il problema della creazione artistica.

Poi si potrà con profonda nozione esaminare il problema della riproduzione artistica, pervenendo alla formulazione di direttive utili ai tecnici che progettano apparecchi ad alta fedeltà o che si dedicano in generale alla riproduzione della opera artistica: tecnici del disco, della radio, della televisione, del cinema, della stampa, ecc...

D — Gli impulsi..., dicevamo.

M — Si distinguono, in base alle definizioni dei relativi elementi antropoindividuometrici, in:
orizzontali e verticali.
Gli orizzontali in:
brevi e lunghi.
I brevi in:
liberi ed obbligati.
I verticali in:
prorompenti e tremolanti.

Esaminiamo innanzitutto la distinzione tra impulsi orizzontali e impulsi verticali.

La parola impulso va intesa nella sua accezione meccanica come è per il termine forza.

E la distinzione in orizzontali e verticali si riferisce alla direzione di applicazione dell'impulso. Si ha un impulso verticale quando l'impulso si scarica secondo la linea verticale; orizzontale quando si scarica orizzontalmente. I casi intermedi si riducono a proiezioni verticali ed orizzontali.

D — Ma non capisco bene... L'origine di questi impulsi qual'è?

M — L'origine di questi impulsi è l'opera d'arte. Essa è un fenomeno-origine coll'emissione dei fotoni o particelle di luce e delle onde sonore; origine di forze, impulsi e disposizioni, come ti ho già detto.

E ora continuiamo. Poi ti darò abbastanza esempi chiarificativi.

Va osservato, ancora, come gli impulsi verticali interessanti nelle due modalità elencate, siano solo quelli verso il basso.

La distinzione degli orizzontali in brevi e lunghi è chiara...

D — .....almeno teoricamente. Poi capirò praticamente dagli esempi, credo.

M — Sì. La distinzione tra liberi ed obbligati, invece, richiede chiarimenti.

Cioè i liberi sono quelli la cui estrinsecazione può avvenire in tutte le direzioni orizzontali o inclinate cioè con una proiezione orizzontale senza vincoli direzionali di sorta.

Gli obbligati sono quelli la cui estrinsecazione orizzontale è vincolata da determinate necessità estranee all'intensità e alla direzione iniziale dell'impulso.

D — E' chiaro teoricamente ma... soprattutto non capisco bene come tutto questo serva allo scopo artistico.

M — Poi gli esempi e le spiegazioni dei perchè.

Degli impulsi orizzontali brevi si deve anzitutto determinare l'intensità; e ciò costituisce una modalità elementare per i brevi liberi ed una per i brevi obbligati. Poi ancora degli orizzontali si considera la direzione Io-Extraio.

D — Io-Extraio? Cosa significa?

M — Vediamo di chiarire.

Si suppone un centro agente ed un ambiente subente sia nel caso dell'opera d'arte, sia nel caso corrigiungente, ovvero le congiungenti spondente dell'individuo. La con- il centro agente coll'ambiente subente sono le linee direzionali Io-Extraio. Ecco. Poi vedremo cogli esempi.

Si misura così se sono preponderanti, e in quale proporzione, gli impulsi applicati nella detta direzione e nel senso Io-Extraio piuttosto che quelli idem e nel senso Extraio-Io.

Tale misurazione costituisce un'altra modalità elementare.

Degli impulsi orizzontali e lunghi si misura la flessibilità di natura prima, per la quale natura prima esamineremo poi, e il grado di complessità di sviluppo cinematico dell'impulso lungo.

Infine la distinzione degli impulsi verticali verso il basso in tremolanti e prorompenti si effettua in base alle caratteristiche secondarie, cioè non a quelle intensive dell'impulso,

(1) Vedi: Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale di Italo Graziotin, disponibile nelle principali biblioteche italiane.

bensì a quelle qualificative. Ovvero gli impulsi verticali verso il basso prorompenti sono quelli che prorompono crescendo istantaneamente e più o meno fortemente di intensità, poi diminuendo via via, oppure che crescono via via fino ad un almeno rilevante massimo d'intensità e poi cessano di colpo.
Gli impulsi verticali verso il basso tremolanti sono quelli che su trama delicata di fondo scoppiettano non con molta forza dando l'impressione di un tremolio, sussulto, imprecisione, completamente diversa dalla precedente la quale è di forza e di tendenza a colpire stando sopra.

D — Io però ho nella testa una babele di impulsi.

M — Vediamo finalmente di mettere un po' d'ordine con degli esempi. Poi faremo anche delle considerazioni di conclusione.
In musica.
Impulsi verticali prorompenti: crescere e decrescere istantaneo e forte dell'intensità della musica, scoppi di musica, di note di parti o di tutta l'orchestra.
Impulsi verticali tremolanti: musica lieve e come sussultante.
Impulsi orizzontali lunghi: ampio, unitario e veloce agitarsi di suoni, ampie escursioni di suoni isolati, di parti d'orchestra verso le note acute o le gravi, o le une e le altre, con procedere unitario e veloce.
Impulsi orizzontali brevi e liberi: sviluppo delle note, di parti d'orchestra, di tutti gli strumenti della orchestra senza ampia agitazione e con soluzioni armoniche libere, cioè senza vincoli armonici che determinino la razionalità del porre una n o t a particolare nel particolare punto.
Impulsi orizzontali brevi e obbligati: sviluppo come sopra considerato, ma ove le note siano una all'altra vincolate, eccetto quelle d'impostazione, in modo che ad ogni inserirsi di nota non si possa che porre quella, o pochissime altre, per ragioni essenzialmente armoniche.
Gli impulsi orizzontali brevi si diversificano qualitativamente in base alla distinzione di cui sopra circa il vincolo e quantitativamente in base alla dissonanza di relazione...

D — Dissonanza di relazione? Cosa significa propriamente?

M — E' troppo complicato. Per ora usa il concetto vago tradizionale di dissonanza che può servire in primo esame (2). Poi a proposito di certi elementi antropoindividuometrici esamineremo il problema della natura prima, che è connesso a questo, e, così, il concetto di dissonanza di relazione verrà illuminato.

D — Va bene. Ma, tornando agli esempi, perchè gli impulsi verticali si esprimono in musica attraverso l'intensità, mentre gli orizzontali si estrinsecano colla dissonanza e coll'escursione in altezza o frequenza?

M — Poniamo di essere al pianoforte. Se noi diamo un colpo violento ad un tasto, cioè se diamo un forte impulso verticale verso il basso, sulla tastiera, una corda viene fortemente colpita e così le particelle d'aria vengono scosse con violenza, così il timpano, l'orecchio interno, e infine il cervello ha nozione di forte intensità e non conta, entro certi limiti, quale sia la frequenza o altezza della nota o posizione sulla tastiera del piano. Se invece noi diamo un colpo orizzontale sulla tastiera, di striscio cioè, noi sentiremo risuonare una scala o escursione di note più o meno lunga a seconda della durata di tale azione e più o meno dissonante, complessa, veloce, anche intensa, ma qui l'intensità è un fatto accessorio, e che si riferisce a quanto già detto, a seconda delle modalità di tale azione, a seconda delle note toccate.
Nel primo caso si ha un impulso verticale e maggiore o minore intensità; nel secondo si ha un impulso orizzontale e una successione di note che può essere breve o lunga e dar luogo ad un diverso grado di dissonanza, a una diversa organizzazione dissonanziale.
Così, in genere, il colpire pesantemente è proprio degli impulsi verticali verso il basso, perchè ciò che è pesante tende fortemente al centro della terra.
Il colpire dinamicamente è proprio degli impulsi orizzontali, cioè degli impulsi di tipo essenzialmente diverso dal precedente: impulsi colpenti non nella direzione e senso della gravità.
Naturalmente nella realtà non è possibile scindere gli orizzontali dai verticali in modo assoluto. Questa scissione è d'ordine teorico-pratico analitico. Cioè dati tutti gli impulsi si distinguono quelli eminentemente pesanti e quelli eminentemente dinamici.

D — Forse sarebbe più proprio chiamarli pesanti e dinamici, invece che verticali e orizzontali, gli impulsi?

M — Possiamo usare tutti e due i termini per ciascun caso; uno si riferisce all'aspetto geometrico, l'altro all'aspetto meccanico.

D — Vorrei ora avere degli esempi di impulsi cromatici.

M — Ecco. La pesantezza in cromatica si rende colla grandezza, colla ampiezza della superficie emittente a parità di brillanza, ed è facile capire il perchè.

D — Perchè maggior ampiezza equivale a maggior emissione di particelle di luce...

M — ...nell'unità di tempo, cioè a maggior forza, la quale estrinsecandosi per un certo tempo breve, è impulso.
E se varia la brillanza bisogna tenerne calcolo. Cioè si moltiplica la superficie per la brillanza e per il tempo d'applicazione e si ha così ancora l'intensità dell'impulso.

D — Ho capito.

M — E l'escursione dinamica può effettuarsi solo sulla gamma dei colori e relativa brillanza, dando luogo così al dato grado di contrasto tra i diversi colori componenti, cioè ad un dato valore discromanziale. Questo fatto è analogo a quello corrispondente dissonanziale.
L'escursione in brillanza a parità di impulso è analoga alla escursione in altezza assoluta o frequenza di note.
L'escursione sulla gamma dei colori è analoga alla escursione in altezza relativa, cioè a quella frequenza rispetto ad una frequenza base che serve per il calcolo della dissonanza di relazione, come esamineremo più avanti.
Praticamente quindi:
Impulsi verticali o pesanti, prorompenti: crescere e decrescere istantaneo e forte dell'intensità della cromatica, scoppi di cromatismi, di colori.
Impulsi verticali tremolanti: cromatica lieve e come scossa da fremiti, sussultante.
Impulsi orizzontali o dinamici o leggeri, lunghi: ampia unitaria, e veloce formazione e dissoluzione di colori, ampie escursioni nella gamma dei colori e della brillanza e sempre con procedere unitario e veloce.
Impulsi orizzontali o dinamici, brevi, liberi: sviluppo di colori, cromatismi senza ampio avvicendamento e con soluzioni armoniche libere, cioè senza vincoli armonici che determinino la razionalità del porre un colore di natura, brillanza, estensione specifiche nello specifico punto.
Impulsi dinamici, brevi, vincolati: sviluppo come ora considerato, ma ove i colori siano l'un l'altro vincolati, eccetto quelli impostativi, in modo che ad ogni inserimento compositivo non vi sia che scegliere entro una selezione di pochi colori specifici, rispetto a tutti i possibili, per ragioni propriamente armoniche.
Gli impulsi cromatici preferibilmente possono essere resi colla dinamica, però lo possono essere anche colla statica. Su queste peculiarità non posso soffermarmi.

D — Ora rimangono da esaminare gli esempi di impulsi di figure o forme, visto che la parola, cioè la letteratura, poesia e prosa, ha una tecnica sua particolare che considererai poi a parte.

M — Precisamente. Esaminiamo.
La pesantezza nell'arte della figura e della forma si rende con il volume, la superficie, lo spessore rilevanti per le ragioni mi pare già considerate o comunque facili. Nel caso del volume si suppone determinata intuibile una pesantezza in base al peso specifico subcoscientemente valutato.
L'escursione orizzontale o dinamica si rende usando forme diversamente conmorfanti.

D — Come?

M — Conmorfanti. Termine tecnico analogo a quelli corrispondenti in musica e cromatica: consonanti e concromanti. Però dirò, invece, semplicemente: usando forme diversamente armoniche.
L'escursione dinamica si rende anche col movimento delle figure e delle forme nel piano e nello spazio, così che si possono avere variazioni di altezza, ecc...
L'escursione circa il grado d'armonia delle figure o forme è corrispondente all'escursione sulla gamma dei colori, armonia dei colori, e all'escursione sulla gamma della altezza relativa dei suoni, armonia dei suoni, sempre escursione armonica, naturalmente.
L'escursione in altezza o, meno propriamente, le escursioni in profondità o in larghezza sono analoghe alle escursioni in brillanza coi colori e alla escursione in altezza assoluta o frequenza assoluta o posizione coi suoni.
Così possiamo passare ad esaminare i casi d'esempio pratico, rammentando che in questa branca la natura dei Fattori, cioè la loro consistenza ultima, si presenta in ben diversi modi e quindi che le applicazioni dell'arte della forma sono più varie.
Però qui l'esame che farò sarà molto sommario anche se essenziale.
Praticamente abbiamo quindi:
Impulsi pesanti prorompenti: crescere e decrescere istantaneo e forte degli spessori, delle larghezze, delle intozzature; scoppi di forme, di figure, di particolari o dell'insieme.
Impulsi tremolanti: trama lieve di figure e forme e come scosssa da fremiti, sussultante.
Impulsi dinamici, lunghi: ampio unitario e veloce agitarsi di figure e forme.
Impulsi dinamici, brevi, liberi: sviluppo di figure e forme, di strutture, senza ampia agitazione e con soluzioni armoniche libere, c i o è senza vincoli armonici che determinino la razionalità del porre una figura o una forma specifica nel suo proprio punto.
Impulsi dinamici, brevi, vincolati: sviluppo come ora detto, ma ove le figure e le forme siano l'una l'altra vincolate, eccetto quelle d'impostazione, in modo che ad ogni inserimento di figura o forma si debba proprio scegliere quella reale nell'opera, per ragioni propriamente armoniche.
Pure questi impulsi possono essere resi sia dinamicamente che staticamente. Sulle differenze tra le due vie d'applicazione non posso diffondermi.
E con questo avrei finito d'esaminare sommariamente q u a n t o riguarda gli impulsi.
Ti sei reso conto abbastanza?

D — Sì, nel complesso, a parte la forte impressione di nuovo e quasi strano... e anche che non vedo proprio come queste nozioni si applichino.

M — Tieni presente che tutte queste nozioni non sono creazioni fantasiose senza nesso, nè ragione. Sono invece e propriamente le nozioni fondamentali della dinamica dell'individuo in tutti gli universi e della statica del suo corpo psichico.
Tieni presente che senza queste nozioni fondamentali non si può compIessare per via teorica, cioè capire, valutare, padroneggiare l'espressione, la manifestazione dell'individuo nel suo ambiente.
E tieni infine presente che l'opera d'arte altro non è che l'individuo in atto senza la sua trascendenza (3), ovvero l'individuo in atto in un istante isolato e fisso del suo procedere evolutivo, perchè l'opera d'arte non si evolve, mentre lo Essere-individuo sì. E questa è la fondamentale differenza tra l'opera d'arte e la vita, tra l'arte: creazione dell'uomo, e la vita: creazione di Dio.

Appendice

Ecco le formule degli elementi antropoindividuometrici degli impulsi

$$A = \frac{1}{3}\left(\frac{r_1}{R_1} + \frac{r_2}{R_2} + \frac{r_{1;2}}{R_{1;2}}\right);$$

$$Te = \frac{r_0}{R_0};$$

$$Ce = \frac{1}{2}\left(\frac{r_1}{R_1} - \frac{r_2}{R_2} + \frac{r_3}{R_3} - \frac{r_4}{R_4}\right)$$

ove r_0 = massima e reale dissonanza, discromanza, dismorfanza, o, in generale, difficoltà per interazioni di natura degli impulsi orizzontali, brevi e obbligati

r_3 = idem con senso d'applicazione Io-Extraio

r_4 = idem con senso d'applicazione Extraio-Io

r_1 = massima e reale dissonanza, discromanza, dismorfanza, o, in generale, difficoltà per interazioni di natura degli impulsi orizzontali, brevi e liberi con senso di applicazione Io-Extraio

r_2 = idem con senso d'applicazione Extraio-Io

$r_{1;2}$ = idem con senso d'applicazione misto

$R_0, R_1, R_{1;2}, R_3, R_4$ = massima e di riferimento dissonanza, discromanza, dismorfanza, o, in generale, difficoltà per interazioni di natura nei casi, corrispondenti a quelli delle r con uguale indice. limiti di organizzazione con la media difficoltà, per interazioni di natura, di valore minore, tra tutti i possibili

$$Re = F \cdot (\pm S)$$

ove **F** = flessibilità di natura negli impulsi orizzontali lunghi

S = semplicità di armonizzazione negli stessi, la quale è positiva o negativa, cioè complessità (4)

$$Do = \frac{n_1}{d_1} \quad ; \quad I = \frac{n_2}{d_2}$$

ove n_1 = numero degli impulsi verticali verso il basso e prorompenti di valore superiore ad un limite

n_2 = numero degli impulsi verticali verso il basso e tremolanti di valore superiore ad un limite.

d_1, d_2 = numero totale degli impulsi verticali verso il basso di qualsiasi valore per ciascuno dei due casi (5)

e ove A = Angolosità - arrotondamento. E' il grado di sviluppo degli impulsi reattivi dell'individuo nel caso di solo Tocco dell'ambiente. Il Tocco dell'ambiente è l'azione di questo contro l'individuo, in modo, però, superficiale, cioè senza ledere, intaccare l'intima essenza, consistenza dell'individuo stesso.

Te = Tenacia-testardaggine. E' il grado di sviluppo degli impulsi reattivi dell'individuo nel caso di Assalto dell'ambiente. L'Assalto dell'ambiente è l'azione di questo contro l'individuo in modo profondo, cioè ledendo, intaccando l'intima essenza, consistenza dell'individuo stesso.

Ce = Centrismo. E' il grado di preponderanza degli impulsi reattivi A, Te dotati di senso d'applicazione Io-Extraio rispetto agli idem dotati di senso di applicazione Extraio-Io. E' una modalità essenziale di effettuazione degli impulsi reattivi A, Te.

Re = Remissività-inflessibilità-repulsività. E' il grado e la qualità di sviluppo degli impulsi reattivi dell'individuo nel caso di Agitazione dell'ambiente. L'Agitazione dell'ambiente è l'azione cinematicamente intensa di questo attorno all'individuo. Se l'intensità reattiva della cinematica dell'individuo è forte, si ha l'inflessibilità. Se è debole e, nello stesso tempo, vi è semplificazione di cinematica, si realizza la remissività. Se è debole e vi è complicazione di cinematica, si realizza la repulsività.

Do = Dominio. E' il grado di sviluppo degli impulsi attivi e reattivi coerenti dell'individuo sopra l'ambiente tendenti a dominarlo, calpestarlo.

I = Inimpressionabilità-impressionabilità. E' il grado di sviluppo degli impulsi reattivi incoerenti della psiche al sentore del pericolo minacciante l'Io.

Nelle formule lo sviluppo diverso dei termini componenti, a parità del valore complessivo, o dell'elemento a.i.m., corrisponde allo sviluppo dei singoli subelementi dell'el. a.i.m. (6).

---

(2) Il concetto di dissonanza di relazione è messo a fuoco colla trattazione teorica e applicativa del libro (1).

(3) Vedi primo articolo di questa serie « alta fedeltà » N. 8 - Anno I.

(4) Per una maggiore approssimazione occorre introdurre un coeff. proporzionale all'ampiezza dell'impulso orizzontale lungo.

(5) Per una maggiore approssimazione occorre introdurre un coeff. proporzionale al valore degli impulsi n_1 oppure n_2.

(6) Vedi II articolo di questa serie...

Rubrica dei dischi Hi-Fi

A cura del Dott. Ing. F. Simonini

Siamo lieti di salutare da queste pagine l'affermazione di un genere culturale che siamo certi si aprirà un notevole avvenire: i dischi di prosa. Ad opera della Casa Editrice Cetra sono stati infatti immessi nel mercato italiano ben trenta e più dischi di poesia, prosa, teatro. E' un numero questo che sta a testimoniare il successo non solo della iniziativa ma cosa ancora più importante della fiducia di un editore nel pubblico Italiano e dei notevoli risultati che ha ottenuto questo sforzo culturale.

Caratteristiche tecniche dell'apparato impiegato per la recensione

Giradischi professionale Garrad, testina rivelatrice Goldring a riluttanza variabile, equalizzazione RIAA (New Orthofonic) preamplificatore con regolazione di volume a profilo (Loudness Control), amplificatore tipo Williamson da 30 W di uscita con disposizione ultralineare. Complesso di altoparlanti a combinazione mista labirinto reflex composto da: un altoparlante coassiale Tannoy (gamma 20 - 20.000 periodi), un altoparlante di «presenza» Stentorium da 9 pollici, tre altoparlanti a cono rigido per le note acute a disposizione stereofonica. Estensione della sala: circa 48 metri quadrati per 3,70 di altezza.

Complesso per « Festival » gentilmente messo a disposizione dalla « Poliphonic ».

Edizioni: Le chant du monde

disco LDY - A - 8082

Dimitri Kabalevski: Concerto en ut majeur Op. 48 pour violon et orchestre interprété par David Oistrakh violon.

Allegro molto con brio. Andantino cantabile. Vivace giocoso.

Orchestra di stato dell'URSS diretta dall'autore.

Dimitri Kabalevski nacque a Pietroburgo nel 1904.

Nel 1918 a Mosca entrò in conservatorio. Nel 1930 terminò i suoi studi e solo nel '48 compose questo concerto che egli dedicò « alla giovinezza s o v i e t i c a ». Questo brano musicale è notevole sopratutto per la ricchezza dell'ispirazione musicale e per la « verve » inesauribile con cui lo autore si rinnova costantemente di motivo in motivo.

Non è per nulla una musica « facile ». Vi si sente infatti un solido «mestiere», una perfetta padronanza dei mezzi tecnici e sonori; il violino di Oistrakh è sfruttato a fondo in ogni sua capacità di espressione. il contenuto è semplice e preciso; due movimenti vivaci che ne inquadrano uno lento.

Qualche spunto è tratto da vecchie canzoni folkloristiche ed il finale addirittura da una canzone dello stesso Kabalesvki « quattro buoni amici » molto popolare tra la gioventù russa cui è dedicato il concerto.

Il pezzo è realizzato con un disco da 17 cm con una velocità di 33 giri.

Questi mezzi tecnici limitano indubbiamente un poco la gamma acustica che pensiamo non superi al limite superiore i 10.000 Hz. Ciononostante l'esecuzione è nitida ed efficace e la bravura di un violinista ormai affermato e conosciuto come Oistrakh ha modo di emergere sopratutto per la padronanza veramente sorprendente dello strumento.

Buona la pasta del disco e ben curata la presentazione da parte della Casa Editrice francese.

EDIZIONI COLUMBIA

Disco 33 QCK 10285

Robert Schumann: Carnaval Op. 9

Franz Schubert: Momenti musicali Op. 94

Pianista: Walter Gieseking.

I « Momenti musicali » Op. 94 raccolti in questo disco, sono 6 composizioni per pianoforte di diversa fattura che fanno parte di una raccolta di 24 composizioni. Si può ben dire che esse rappresentano il testamento musicale di Schubert. Egli li compose infatti negli ultimi anni di vita quando, povero e tormentato dal male che lo doveva stroncare a soli 31 anni, era costantemente perseguitato dall'idea della morte.

Alcuni di questi « momenti » non rivelano tuttavia lo stato di angoscia dell'autore, ma colpiscono per l'originalità e la bellezza del brano musicale.

Un certo accostamento con la precedente composizione di Schubert viene realizzata dai pezzi di Schumann che qui presentiamo come una raccolta di stati d'animo. Si tratta infatti di brani senza legame apparente caratterizzati di circa 25 titoli simbolici che dicono via via dell'atmosfera che si vuol rievocare.

Non per nulla furono riuniti sotto un titolo generico « Carnaval » che giustifica l'atmosfera tumultuosa ed il gioco di effetti propri di questa musica.

Sono indubbiamente pezzi di effetto e per questo motivo di solito preferiti dai pianisti. Le sfumature e la sonorità del pianoforte di Gieseking sono rese molto bene da questo disco; molto è dovuto all'incisione su nastro, eseguita indubbiamente con tutta la cura possibile, in un buono studio. Meno buona la pasta. Un disco da consigliare per chi studia il pianoforte.

EDIZIONI VOX

Disco DL 320

« Spotlight on strings »

Letteralmente: « raggio di luce sugli archi ». Questo disco fa parte di una serie che la Vox ha dedicato allo studio degli strumenti musicali.

Ne esistono altri che contiamo prossimamente di recensire sugli effetti sonori del pianoforte, sugli strumenti a percussione, sugli ottoni, ecc.

Si tratta di veri e propri libri sonori che permettono di studiare i vari strumenti negli effetti sonori e nel timbro così che diviene molto più facile riconoscerli nel pieno orchestrale.

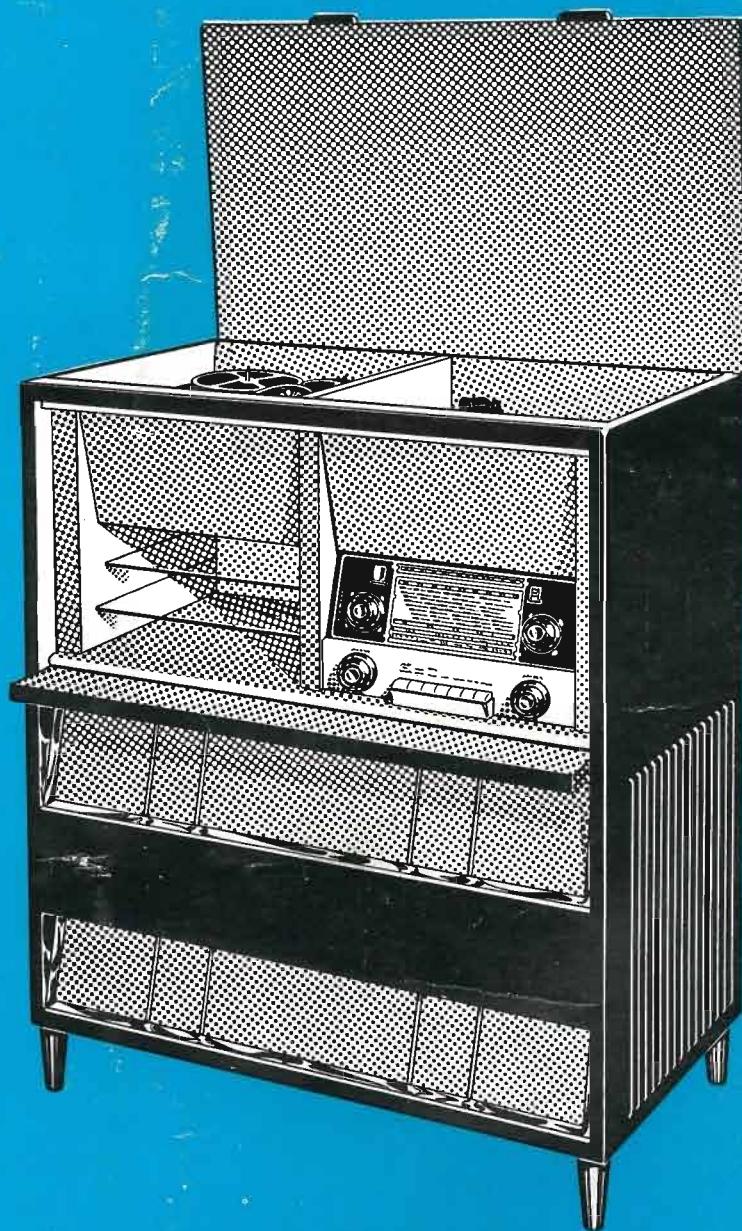
In questo disco, ultimo edito del 57, vengono analizzati uno per uno i principali strumenti a corda. Dai più antichi Lire, Dulcimera, e Salterio si passano in rassegna via via Mandola, Mandolino, Chitarra, Banjo, Arpa, Viola da gamba, Viola d'amore, Violoncello ed infine il Violino (naturalmente uno Stradivarius).

Ogni strumento esegue delle serie o dei pezzi specialmente scelti per porne in rilievo le caratteristiche ed i limiti musicali. Nell'ultima parte del disco vengono anche eseguiti dei quartetti per viola ed il quartetto per archi di Beethoven op. 95 viene eseguito due volte per mostrare le differenze di esecuzione tra il quartetto ai tempi dell'autore ed il quartetto moderno.

La naturalezza con cui vengono resi gli archi è sorprendente. Certo occorre una buona resa ai transitori chè i pizzicati non mancano.

Molto curato senza dubbio è stato anche il tempo di riverberazione dello studio come si può dedurre dale code sonore che si possono nettamente avvertire al termine dei vari pezzi. ■

IMCARADIO *Alessandria*

CARATTERISTICHE DI PRIMATO NEGLI APPARECCHI *ad Alta Fedeltà*

COMPLESSO RADIOFONOREGISTRATORE MOD. IF 124/B

Apparecchio a 17 valvole multiple che esplicano 28 funzioni di valvola, più occhio magico ed un raddrizzatore a ponte - 12 circuiti accordati (4 MA - 8 MF) per ricezione su quattro gamme (OM, OC1, OC2 e modulazione di frequenza) - Smagliante riproduzione sonora da 30 a 20.000 p/s, che offre una potenza d'uscita di 10 watt, con distorsione inferiore all' 1 % - Sistema acustico ortofonico di altissima fedeltà - Registro dei toni - Cambiadischi « Hi-Fi » a 4 velocità con riproduttore a riluttanza variabile - Registratore a nastro di alta classe - Mobile in legni pregiati e di squisita fattura.